



**Igor Marany Mendes  
Fonseca**

**Amplificador de Potência em Classe E para  
Comunicações Sem Fios**



**Igor Marany Mendes  
Fonseca**

**Amplificador de Potência em Classe E para  
Comunicações Sem Fios**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor Pedro Miguel Cabral, Professor Auxiliar Convidado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática e sob a co-orientação científica do Doutor José Carlos Esteves Duarte Pedro, Professor Catedrático do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

Dedico este trabalho à minha família.

## **O Júri**

presidente

Prof. Dr. Nuno Miguel Gonçalves Borges de Carvalho,  
Professor Associado com Agregação da Universidade de Aveiro

Prof. Dra. Maria João Ramos Marques Coelho Carrilho do Rosário,  
Professora Auxiliar do Instituto Superior Técnico,  
Universidade Técnica de Lisboa

Prof. Dr. Pedro Miguel da Silva Cabral,  
Professor Auxiliar Convidado da Universidade de Aveiro

Prof. Dr. José Carlos Esteves Duarte Pedro,  
Professor Catedrático da Universidade de Aveiro

## **agradecimentos**

Em primeiro lugar, agradeço à minha mãe, Ângela Mendes, e ao meu padrasto, António Barbosa, pelo voto de confiança e apoio dado ao longo de todo o percurso escolar. Se hoje estou aqui, é devido ao vosso empenho para que tudo se realizasse.

Ao professor José Carlos Pedro, pela atenção, disponibilidade, saber e conhecimento transmitido. Ao professor Pedro Miguel Cabral, pela acessibilidade, experiência e motivação. O vosso rigor e nível de exigência influenciarão sempre o meu trabalho futuro.

Ao Instituto de Telecomunicações (pólo de Aveiro) pelas excelentes condições de trabalho oferecidas. Ao técnico Paulo Gonçalves pela atenção e disponibilidade.

À Câmara Municipal de Aveiro e os Serviços de Acção Social da Universidade de Aveiro pela ajuda e pelo auxílio oferecido ao longo do curso. Sou muito grato por tudo.

Aos meus irmãos Daniel, Vasco, Margarito e Solângela. Ao “Quinzinho”, Hélder e “Mané”.

A todos os meus amigos que, directa ou indirectamente, contribuíram de forma positiva no meu percurso académico. Um agradecimento muito especial à Celisa Suely, Bruno Monteiro, Elídio da Silva, Alírio Boaventura, Agostinho Nhafuba, Daniel Andrade, Irina Carvalho, Ludimar Guenda, aos “ADVL”, ao João Sousa, Filipe Rodrigues e ao Pedro Renato.

E a todos aqueles que não mencionei aqui, pela brevidade exigida, mas que sempre tiveram uma palavra amiga.

**palavras – chave**

Alta Eficiência, Amplificadores de Potência, Classes de Amplificadores de Potência, Classe E, Linhas de Transmissão, Nitreto de Gálio, Rádio Frequência.

**resumo**

Os transmissores de comunicação móveis clássicos baseiam-se em amplificadores lineares, que, ao longo dos tempos, mostraram ser limitados a nível de eficiência. Característica esta exigida quando a informação a ser enviada, é modulada em fase e em amplitude. Sistemas de comunicação como o GSM, que usam técnicas de modulação como o GMSK, onde a envolvente é constante, não necessitam de amplificadores lineares e recorrem, portanto, a amplificadores não-lineares procurando maior eficiência espectral.

Actualmente, existem arquitecturas de transmissores que combinam diferentes configurações de amplificadores de potência, para obtenção simultânea de eficiência e linearidade, das quais se destacam a arquitectura Doherty e o transmissor polar.

O transmissor polar, em particular, revelou-se muito promissor e engloba na sua arquitectura, amplificadores não-lineares e altamente eficientes, operando em classes D, E ou F.

Esta dissertação insere-se na área de electrónica de rádio-frequência e descreve a realização de um amplificador de potência em classe E usando transístores de elevada mobilidade electrónica (HEMT), baseados na tecnologia Nitreto de Gálio. Foi notado, recentemente, que os amplificadores implementados nesta tecnologia oferecem vantagens inigualáveis ao nível de frequência de operação, potência de saída e eficiência.

O amplificador classe E conta com uma configuração muito simples e atinge, em teoria, eficiência unitária. É aqui estudado e implementado com linhas de transmissão para a frequência de 900 MHz, com eficiência superior a 72%, capaz de fornecer uma potência de 10 W com um ganho de mais de 14 dBs.

**keywords**

Class-E, High-Efficiency, Gallium Nitride, Power Amplifier, Radio Frequency, Transmission Lines.

**abstract**

The Classic wireless transmitters are based on linear amplifiers, which have been proved to be limited in efficiency. Linear power amplifiers are required when the information being sent is modulated in phase and in amplitude. Mobile communications systems like GSM, based in GMSK, which use constant envelope modulation, do not need linear amplifiers and they use non-linear amplifiers for higher spectral efficiency.

Modern transmitter architectures combine different power amplifier configurations to simultaneously achieve efficiency and linearity, including most importantly the Doherty's architecture and the polar transmitter.

The polar transmitter is a very promising topology and includes non-linear and efficient power amplifiers operating in class D, E or F.

This thesis belongs to the radio frequency and microwave electronics area and describes a class-E power amplifier's construction using high electron mobility transistors (HEMT), based on the Gallium Nitride (GaN), an emerging semiconductor technology. It was noted that power amplifiers using this technology can provide high advantages in operation frequencies, output power and efficiency.

The class-E power amplifier has a very simple configuration and can achieve unit efficiency. In this work, this configuration was studied and implemented at 900 MHz using transmission lines. The implemented amplifier allowed having more than 72% of efficiency, with 10 W output power and 14 dB Gain.

## ***Índice***

Índice.....	i
Índice de Figuras .....	v
Índice de Tabelas.....	ix
Lista de Acrónimos.....	xi
<b>CAPÍTULO I.....</b>	<b>1</b>
<b>Introdução.....</b>	<b>1</b>
1.1 – Motivação.....	1
1.2 – Enquadramento.....	4
1.3 – Objectivos .....	5
1.4 – Estrutura da Dissertação.....	6
<b>CAPÍTULO II .....</b>	<b>9</b>
<b>Amplificadores de Potência.....</b>	<b>9</b>
2.1 – Linearidade e Distorção .....	9
2.1.1 - Ponto de 1 dB de compressão.....	12
2.1.2 - Ponto de Intersecção de 3ª ordem .....	13
2.1.3 - ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) .....	14
2.2 - Estabilidade .....	14
2.3 - Eficiência e PAE (Power Added Efficiency).....	15
2.4 - Amplificadores Não-Comutados.....	16
2.4.1 - Classe A .....	17
2.4.2 - Classe B .....	18
2.4.3 - Classe AB .....	18
2.4.4 - Classe C .....	18
2.5 - Amplificadores Não-Comutados- Conclusão .....	19
2.6 - Amplificadores Comutados.....	20
2.6.1 - Classe D .....	21
2.6.2 - Classe E .....	23



2.6.3 - Classe F .....	24
<b>CAPÍTULO III.....</b>	<b>27</b>
<b>AMPLIFICADOR CLASSE E.....</b>	<b>27</b>
3.1 – Condições ideais e princípio de funcionamento .....	27
3.2 – Análise da malha de saída do Amplificador Classe E .....	31
3.3 – Circuito apresentado por Nathan e Alan Sokal.....	39
3.4 – Amplificador Classe E com uma bobina e um condensador .....	41
3.5 – Amplificador Classe E Subharmónico .....	43
3.6 – Amplificador Classe E com uma bobina em série e um condensador em paralelo .....	45
3.7 – Amplificador Classe E com Linhas de Transmissão .....	46
3.8 – Perdas no Amplificador Classe E .....	48
<b>CAPÍTULO IV .....</b>	<b>51</b>
<b>Projecto do Amplificador em Classe E.....</b>	<b>51</b>
4.1 - Escolha e estudo do dispositivo activo.....	51
4.1.1 - GaN HEMT (Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor) .....	52
4.1.2 – Estudo do transístor GaN HEMT utilizado (CGH35015).....	54
4.2 - Malha de Polarização .....	56
4.3 - Malha de Saída .....	59
4.4 - Malha de entrada .....	62
4.5 – Factores de Mérito e análise de Estabilidade do PA .....	62
4.6 - Formas de onda .....	68
<b>CAPÍTULO V.....</b>	<b>73</b>
<b>Implementação e Medidas.....</b>	<b>73</b>
5.1 - Layout do circuito amplificador .....	73
5.2 – Implementação .....	74
5.3 - Medidas Laboratoriais .....	75
<b>CAPÍTULO VI.....</b>	<b>81</b>
<b>Conclusão e Trabalho futuro.....</b>	<b>81</b>

6.1 – Conclusão.....	81
6.2 – Trabalho Futuro.....	82
Referências.....	83
Anexo A .....	87
(Datasheet CHG35015).....	87

## Índice de Figuras

Fig. 1 - Sistema Rádio implementado na década de 1920, retirado de [2].	1
Fig. 2 - Configuração de um transmissor comum.	2
Fig. 3 - <i>Up-Converter</i> .	2
Fig. 4 - Balanço de Potência Consumida numa BS, dados retirados de [5].	3
Fig. 5 - Arquitectura de <i>Envelope Elimination and Restoration</i> .	5
Fig. 6 - Balanço de potências no amplificador de potência, modificado de [10].	9
Fig. 7 - Exemplo de Função Característica de uma função não-linear.	10
Fig. 8 - Distorção de Intermodulação de 3ª ordem.	12
Fig. 9 - Ponto de 1 dB de compressão.	13
Fig. 10 - Ponto de intercepção de terceira ordem, retirado de [12].	13
Fig. 11 - <i>Adjacent Channel Power Ratio</i> .	14
Fig. 12 - Constituição de um diporto.	15
Fig. 13 - Configuração possível para Classe A, AB, B e C.	16
Fig. 14 - Ponto de Funcionamento de um Amplificador de Classe A, retirado de [2].	17
Fig. 15 - Função de transferência das classes A, AB, B e C, retirado de [15].	19
Fig. 16 - Curvas características $I_{DS} \times V_{DS}$ e <i>load line</i> do PA classe E, para um transístor ideal.	21
Fig. 17 - Amplificador de Classe D complementar com comutação em tensão, VMCD.	22
Fig. 18 - Ondas de Tensão e Corrente de dreno de um PA classe D complementar com comutação em Tensão, retirado de [19].	23
Fig. 19 - Circuito amplificador classe E, apresentado por Nathan Sokal e Alan Sokal, retirado de [9].	24
Fig. 20 - Amplificador de potência Classe F.	25
Fig. 21 - Ondas de Tensão e Corrente de dreno de uma classe F, modificado de [17].	25
Fig. 22 - Amplificador classe E com malha de adaptação.	27
Fig. 23 - Formas de onda ideais de tensão (a) e corrente (b) no dreno para eficiência de 100%, modificado de [9].	29
Fig. 24 - Impedância exigida para o funcionamento em Classe E.	30
Fig. 25 - Classe E - Principio de Funcionamento sem perdas.	32

Fig. 26 - Formas de onda do PA classe E (Normalizado): (a) Corrente de saída; (b) Corrente no switch; (c) Tensão no condensador.....	34
Fig. 27 - Malha de saída apresentada por Nathan e Alan Sokal.....	40
Fig. 28 - Onda de Tensão e Corrente de dreno usando a equação (3.61).....	41
Fig. 29 - Onda de Tensão (a) e Corrente (b) de dreno, usando (3.54).....	41
Fig. 30 - Classe E com um Condensador e uma bobina. ....	42
Fig. 31 - (a) - Forma de onda de tensão de dreno com diferentes $Q$ modificado de [27]; (b) - Formas de onda de Tensão e Corrente de dreno, simuladas no ADS.....	43
Fig. 32 - Circuito amplificador classe E sub-harmónico. ....	44
Fig. 33 - Tensão e corrente no <i>Switch</i> , (a) e (b) respectivamente.....	44
Fig. 34 - Tensão e Corrente no <i>Switch</i> . ....	45
Fig. 35 - Circuito Classe E com L em série e C em paralelo.....	45
Fig. 36 - Circuito classe E com linhas de Transmissão. ....	47
Fig. 37 - Malha de Saída com TLINES.....	47
Fig. 38 - Impedância da malha de carga para a Classe E implementada.....	48
Fig. 39 - Ondas de tensão e corrente no switch usando linhas de transmissão. ....	48
Fig. 40 - Circuito Classe E que visa as perdas no transistor.....	49
Fig. 41 - Efeito da resistência de condução do transistor. ....	49
Fig. 42 - Estrutura do <i>package</i> de um transistor, retirado de [28].....	50
Fig. 43 - Diagrama de desempenho dos transístores baseados nas diferentes tecnologias, retirado de [30].....	52
Fig. 44 - Estrutura Transversal de um transistor GaN HEMT, retirado de [30].....	53
Fig. 45 - Curvas características IDS vs VDS do CGH35015 .....	55
Fig. 46 - Curvas características $I_{DS}$ em função do $V_{GS}$ do CGH35015.....	56
Fig. 47- (a) - Malha de Polarização com <i>Radial Stub</i> ; (b) - S11; (c) - S22; (d) - S12..	57
Fig. 48 - (a) - Malha de Polarização com Condensador; (b) - S11.....	58
Fig. 49 - (a) -S22; (b) - S12.....	59
Fig. 50 - Malha de Saída do PA, usando o substrato Arlon. ....	60
Fig. 51 - Impedância da malha de saída à frequência fundamental e às harmónicas..	61
Fig. 52 - Malha de Entrada, primeira versão. ....	62

Fig. 53 - Factores de Mérito da primeira versão do PA; (a) – Potência de saída; (b) – Eficiência; (c) – Ganho; (d) – PAE. ....	63
Fig. 54 - S11 do PA, <i>Large Signal</i> . ....	63
Fig. 55 - Malha de Entrada, segunda versão. ....	64
Fig. 56 - S11 do PA classe E. ....	65
Fig. 57 - Curvas de Estabilidade na entrada e na saída ....	65
Fig. 58 - Circuito amplificador classe E. ....	66
Fig. 59 - Factores de Mérito da segunda versão do PA: (a) Potência de Entrada; (b) Potência DC consumida; (c) Potência de Saída; (d) Ganho; (e) Eficiência; (f) PAE. ....	67
Fig. 60 - Ondas de Tensão e Corrente de Entrada. ....	68
Fig. 61 - <i>Load line</i> do PA classe E e curvas $I_{DS}$ em função do $V_{DS}$ do CGH35015. ....	69
Fig. 62 – Formas de onda de Tensão e Corrente de dreno. ....	69
Fig. 63 - <i>Load line</i> do PA classe E e curvas $I_{DS}$ em função do $V_{DS}$ do CGH35015, para 100 MHz. ....	70
Fig. 64 - Ondas de Tensão e Corrente de saída. ....	71
Fig. 65 - <i>Layout</i> da primeira versão do amplificador classe E. ....	73
Fig. 66 - <i>Layout</i> do suporte de alumínio do amplificador. ....	74
Fig. 67 - Amplificador de Potência Classe E. ....	75
Fig. 68 - Diagrama de blocos dos elementos utilizados para a extracção dos resultados. ....	75
Fig. 69 - Elementos utilizados na extracção das medidas. ....	76
Fig. 70 - Potência de saída do PA. ....	77
Fig. 71 – Ganho do PA. ....	78
Fig. 72 – Eficiência do PA. ....	78
Fig. 73 – PAE do PA. ....	79

## ***Índice de Tabelas***

Tabela 1 - Consequências da Não-Linearidade do Amplificador, retirado de [1]. .....	11
Tabela 2- Relação Ângulo de Condução x Rendimento.....	20
Tabela 3 - Características do CGH35015.....	54
Tabela 4 - Características DC do CGH35015 .....	55
Tabela 5 - Capacidade de saída do CGH35015 .....	56

## ***Lista de Acrónimos***

<b>2DEG</b>	<i>Two Dimensional Electron Gas</i>
<b>ACPR</b>	<i>Adjacent Channel Power Ratio</i>
<b>ADS</b>	<i>Advanced Design Systems</i>
<b>AlGaN</b>	<i>Alluminium Gallium Nitride</i>
<b>BJT</b>	<i>Bipolar Junction Transistor</i>
<b>BS</b>	<i>Base Station</i>
<b>C.A</b>	<i>Circuito Aberto</i>
<b>C.C</b>	<i>Curto-Circuito</i>
<b>CMCD</b>	<i>Current Mode Class D</i>
<b>dB</b>	<i>decibel</i>
<b>dBc</b>	<i>decibels relative to the carrier</i>
<b>DC</b>	<i>Direct Current</i>
<b>DSP</b>	<i>Digital Signal Processor</i>
<b>EER</b>	<i>Envelope Elimination and Restoration</i>
<b>EL</b>	<i>Electrical Length</i>
<b>FSK</b>	<i>Frequency Shift Key</i>
<b>GaAs</b>	<i>Gallium Arsenide</i>
<b>GaN</b>	<i>Gallium Nitride</i>
<b>GaN HEMT</b>	<i>Gallium Nitride High Electron Mobility Transistors</i>
<b>GMSK</b>	<i>Gaussian Minimum Shift Keying</i>
<b>HF</b>	<i>High Frequency</i>
<b>HFET</b>	<i>Heterojunction Field Effect Transistors</i>
<b>IF</b>	<i>Intermediary Frequency</i>
<b>IMD3</b>	<i>Third order Intermodulation Distortion</i>
<b>IP3</b>	<i>Third order Interception Point</i>
<b>JFOM</b>	<i>Johnson Figure of Merit</i>
<b>KFOM</b>	<i>Keyes Figure of Merit</i>
<b>LDMOS</b>	<i>Laterally Diffused Metal Oxide Silicon</i>
<b>LF</b>	<i>Low Frequency</i>

<b>LSSP</b>	<i>Large Signal S-Parameters</i>
<b>MLINES</b>	<i>Microstrip Lines</i>
<b>MF</b>	<i>Microwave Frequencies</i>
<b>MOSFET</b>	<i>Metal Oxide Silicon Field Effect Transistors</i>
<b>PA</b>	<i>Power Amplifier</i>
<b>PAE</b>	<i>Power Added Efficiency</i>
<b>PIMD</b>	<i>Intermodulation Distortion Power</i>
<b>PWM</b>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<b>RF</b>	<i>Radio-Frequency</i>
<b>Si</b>	<i>Silicon</i>
<b>SiC MESFET</b>	<i>Silicon Carbide Metal Semiconductor Field Effect Transistors</i>
<b>SMA</b>	<i>SubMiniature version A</i>
<b>TLINES</b>	<i>Transmission Lines</i>
<b>VHF</b>	<i>Very High Frequency</i>
<b>VMCD</b>	<i>Voltage Mode Class D</i>
<b>WiMAX</b>	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
<b>ZCS</b>	<i>Zero Current Switching</i>
<b>ZsCS</b>	<i>Zero Slope Current Switching</i>
<b>ZsVS</b>	<i>Zero Slope Voltage Switching</i>
<b>ZVS</b>	<i>Zero Voltage Switching</i>

## ***Símbolos***

<b>c</b>	velocidade da luz
<b>c.a</b>	Classes de Amplificadores
<b>C<sub>DS</sub></b>	Capacidade Dreno-Source
<b>E<sub>B</sub></b>	Campo eléctrico crítico para o <i>breakdown</i>
<b>f<sub>NL</sub></b>	Função não-linear
<b>G</b>	Ganho
<b>k</b>	Condutividade térmica
<b>P<sub>IN</sub></b>	Potência de Entrada



<b>P<sub>DC</sub></b>	Potência DC
<b>P<sub>OUT</sub></b>	Potência de Saída
<b>Q</b>	Factor de Qualidade
<b>S<sub>11</sub></b>	Coeficiente de Reflexão de Entrada
<b>S<sub>12</sub></b>	Ganho para-trás
<b>S<sub>21</sub></b>	Ganho para-a-frente
<b>S<sub>22</sub></b>	Coeficiente de Reflexão de Saída
<b>V<sub>CE,SAT</sub></b>	Tensão de Saturação de Colector-Emissor, (V <sub>DS,SAT</sub> para MOSFET)
<b>V<sub>DS</sub></b>	Tensão de Drain-Source
<b>V<sub>GS</sub></b>	Tensão de Gate-Source
<b>v<sub>s</sub></b>	Velocidade de saturação dos electrões
<b>Z<sub>IN</sub></b>	Impedância de Entrada
<b>Z<sub>OUT</sub></b>	Impedância de Saída
<b>ε</b>	Constante dieléctrico estático
<b>η</b>	Eficiência
<b>ω</b>	Frequência angular
<b>φ</b>	Fase
<b>ρ<sub>IN</sub></b>	Coeficiente de Reflexão de Entrada
<b>ρ<sub>OUT</sub></b>	Coeficiente de Reflexão de Saída

---

# ***CAPÍTULO I***

## ***INTRODUÇÃO***

### ***1.1 – Motivação***

Desde os tempos mais remotos que a comunicação é tida como uma necessidade prioritária do Homem no seu quotidiano. Com o avanço do tempo e das tecnologias foram surgindo diversas formas de comunicar. A era Rádio começou há cerca de 150 anos com as equações de Maxwell, 20 anos mais tarde, Heinrich Hertz viria a conseguir validar tais ideias gerando, transmitindo e recebendo ondas electromagnéticas no laboratório [1]. Passados apenas 20 anos, Guglielmo Marconi consegue enviar informação de um continente para outro sem nenhuma ligação física e, mais tarde, em 1909, é-lhe atribuído o prémio Nobel da Física. Em 1920, é implementado o primeiro sistema de rádio *broadcast* para os carros de polícia em Detroit, Fig. 1.



**Fig. 1 - Sistema Rádio implementado na década de 1920, retirado de [2].**

Em seguida, a era Rádio teve uma enorme expansão, com o aparecimento da televisão, do radar, do telefone sem fio e do satélite.

As várias configurações possíveis de transmissores e receptores são projectadas de acordo com especificações como a potência máxima a ser transmitida, gama de frequência da comunicação e técnicas de modulação. A figura que se segue ilustra os blocos elementares de um transmissor comum.

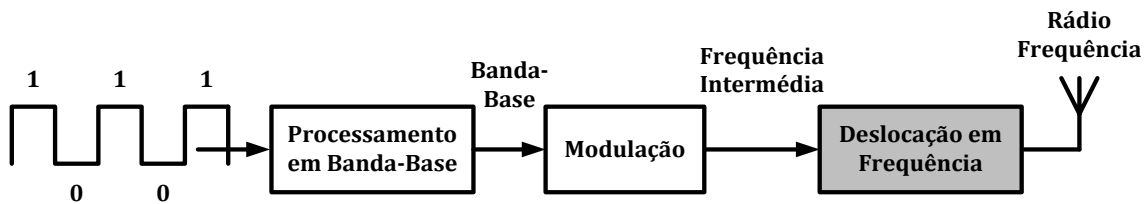


Fig. 2 - Configuração de um transmissor comum.

O *front-end* de um transmissor, Fig. 3, consiste num bloco designado por *up-converter*, onde é feita, através de um oscilador local e um misturador, a deslocação em frequência de IF (*Intermediary Frequency*) para RF (*Radio-Frequency*). Em seguida são filtradas as harmónicas resultantes da não-linearidade do misturador e dá-se amplificação do sinal antes de este ser enviado para o canal de propagação.

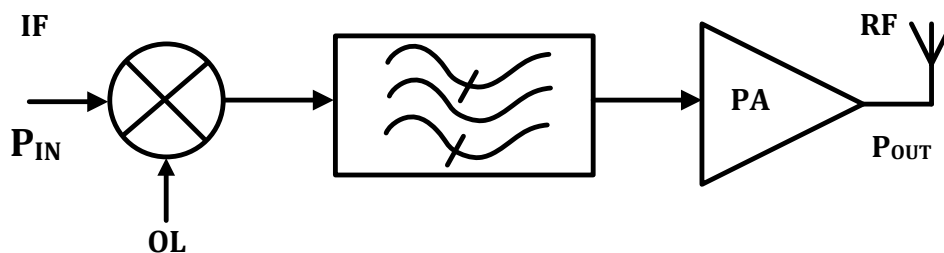


Fig. 3 - Up-Converter.

Os sistemas de comunicações sem fios possuem um canal de propagação onde pode haver variações de níveis de potência de mais de 30 dB em curtos espaços de tempo, dificultando e/ou impossibilitando a comunicação [1]. De modo a compensar tais perdas, são utilizados nos transmissores, amplificadores de potência que não são mais do que circuitos capazes de converter potência proveniente da fonte de alimentação, portanto potência DC, em potência de RF [3]. Uma elevada potência de

saída permite melhor qualidade de comunicação e maiores taxas de transmissão por parte das BSs (*Base Stations*)[4] . Aqui, a maior parte da potência consumida incide sobre os PAs, (*Power Amplifiers*) justificando a necessidade em serem altamente eficientes.

Para que os sinais de amplitude variável possam ser reproduzidos na saída é imprescindível o uso de amplificadores lineares. No entanto, estes consomem muita potência e possuem baixa eficiência. Ora, essa insuficiência suscita dissipação de potência e sobreaquecimento das BSs, o que implica a utilização de sistemas de refrigeração muito dispendiosos e de grandes dimensões, que acabam por, também, consumir energia. O gráfico que se segue mostra o balanço de potência consumida numa BS da Ericsson.

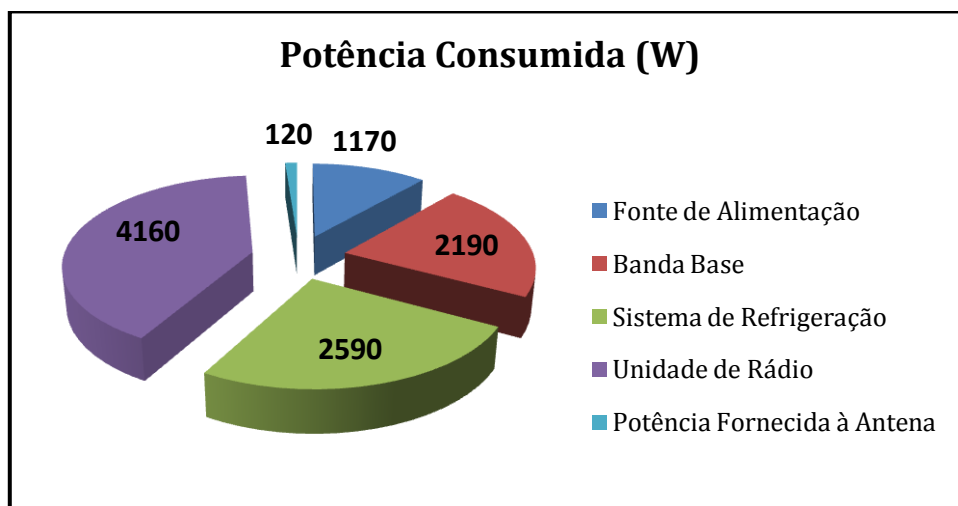


Fig. 4 - Balanço de Potência Consumida numa BS, dados retirados de [5].

Da Fig. 4 verifica-se que a maior parte de potência consumida numa BS é na Unidade de Rádio, que por sua vez, incide sobre os PAs.

Definindo o rendimento de um amplificador como a razão entre a potência que este é capaz de fornecer à carga e a potência fornecida pela fonte de alimentação [6]:

$$\eta = \frac{P_{LOAD}}{P_{DC}} \quad (1.1)$$

e sendo a potência dissipada num amplificador a diferença entre a potência fornecida pela fonte de alimentação e a potência consumida pela carga:

$$P_{DISS} = P_{DC} - P_{LOAD} \quad (1.2)$$

então

$$\frac{P_{DISS}}{P_{LOAD}} = \frac{P_{DC}}{P_{LOAD}} - \frac{P_{LOAD}}{P_{LOAD}} = \frac{1}{\eta} - 1 \quad (1.3)$$

Considerando por exemplo um incremento de eficiência de 80 para 90%

$$\left\{ \begin{array}{l} \eta = 80\% \Rightarrow \frac{P_{DISS}}{P_{LOAD}} = 25\% \\ \eta = 90\% \Rightarrow \frac{P_{DISS}}{P_{LOAD}} = 11.1\% \end{array} \right. \Rightarrow \frac{25\%}{11.1\%} = 2.25$$

assiste-se à uma diminuição de quantidade de calor num factor de 2.25. Assim, quanto maior for a taxa de transformação de potência DC em potência RF, menor será o consumo de energia, o custo de manutenção e as dimensões das BSs.

## **1.2 – Enquadramento**

O *front-end* dos transmissores tradicionais requer amplificadores lineares para a reprodução de sinais com envolvente variável. Para que o nível de distorção seja aceitável, submete-se o PA a um *power back off* substancial, que tem como consequência a redução de eficiência e potência de saída [3]. Os sistemas de comunicações móveis modernos recorrem às mais recentes arquitecturas de transmissão lineares, que usufruem da combinação de amplificadores não-lineares para a obtenção simultânea de linearidade e eficiência [7]. Uma das mais promissoras arquitecturas é o Transmissor Polar, que se baseia na técnica EER (*Envelope Elimination and Restoration*) [8], cuja configuração se encontra na Fig. 5. Esta topologia inclui um detector de envolvente, um circuito limitador e dois PAs altamente eficientes.

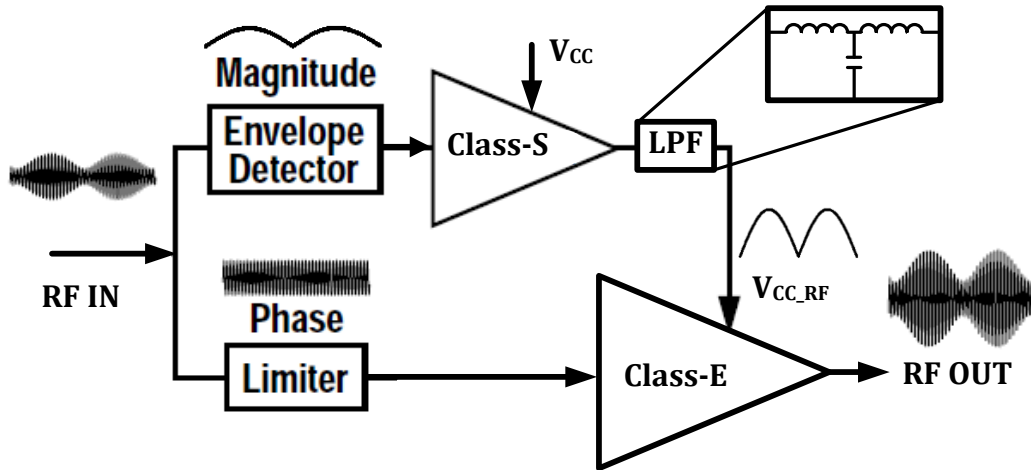


Fig. 5 - Arquitectura de *Envelope Elimination and Restoration*.

O circuito limitador preserva a informação de fase, conferindo ao sinal uma amplitude constante. Ao mesmo tempo, através do detector de envolvente, é recolhida a informação de amplitude, cujo respectivo sinal é, em seguida, amplificado e filtrado, segundo um modulador classe S e um filtro passa-baixo, respectivamente [7]. A recombinação dos dois sinais é feita num PA RF altamente eficiente, (classe D, E ou F). Portanto, o sinal de envolvente constante é amplificado segundo uma variação de tensão de alimentação  $V_{CC\_RF}$ . Nessas classes de amplificadores a amplitude do sinal de saída é directamente proporcional à tensão de alimentação. O resultado é uma réplica do sinal de entrada, com maior amplitude.

Trata-se, assim, de uma técnica que permite o uso de PAs comutados em sinais de amplitude variável sem comprometer a sua eficiência. Esta é definida por

$$\eta_T = \eta_S \cdot \eta_E \quad (1.4)$$

onde  $\eta_S$  e  $\eta_E$  são os rendimentos dos PAs em classe S e E, respectivamente. Em teoria, este produto resulta em 100% de eficiência.

### 1.3 – Objectivos

Esta dissertação visa o projecto, implementação e teste de um amplificador de potência de RF em classe E para aplicações em sistemas de comunicações sem fios.

Tendo por base esse objectivo geral, procedeu-se à sua sub-divisão nos seguintes objectivos específicos:

- Estudo das classes de operação convencionais de PAs e percepção da limitação de eficiência;
- Análise das aplicações possíveis dos amplificadores comutados, com maior incidência sobre o transmissor polar;
- Verificação do predomínio dos dispositivos activos baseados em GaN (*Gallium Nitride*) relativamente aos restantes semicondutores na síntese de um PA classe E;
- Investigação do PA classe E para RF e MF (*Microwave Frequencies*) e respectiva simulação;
- Implementação e teste de um protótipo de alta eficiência;
- Observação crítica dos resultados obtidos.

### **1.4 – Estrutura da Dissertação**

De modo a cumprir os objectivos mencionados, esta dissertação foi dividida em seis partes:

O Capítulo I é dedicado à introdução, motivação e enquadramento do trabalho efectuado.

No Capítulo II é feito um sumário sobre os amplificadores de potência de RF, onde se fala de características como a linearidade, eficiência e estabilidade.

O Capítulo III expõe os conceitos básicos e as condições ideais desejadas para o óptimo funcionamento do amplificador em classe E. São estudadas algumas configurações possíveis e é feita a análise do circuito apresentado por Nathan e Alan Sokal em [9].

No Capítulo IV apresenta-se o projecto do amplificador em classe E, realizado com linhas de transmissão.

No Capítulo V são abordadas a implementação do amplificador e a metodologia de medida no laboratório. Finalmente é apresentada a comparação entre os resultados laboratoriais e simulações.

O capítulo final desta dissertação apresenta uma conclusão geral sobre a aplicação desenvolvida e aborda o trabalho futuro com especial relevo para possíveis melhoramentos.





---

## ***CAPÍTULO II***

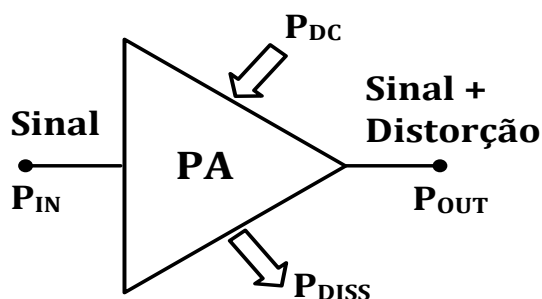
### ***AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA***

---

Os amplificadores de potência são normalmente caracterizados recorrendo a diversos factores de mérito. No entanto, atendendo ao fim a que se destinam, são, geralmente, projectados realizando um compromisso entre potência de saída, ganho, eficiência e linearidade. Neste trabalho são consideradas as c.a (classes de amplificadores) convencionais, nomeadamente, A, AB, B e C e as comutadas, D, E e F. A classe de um amplificador é determinada pelo ponto de funcionamento do dispositivo activo, pelo nível do sinal de entrada e, no caso de PAs comutados, pelo desempenho do filtro que constitui a sua malha de saída.

#### ***2.1 – Linearidade e Distorção***

A linearidade constitui um dos principais factores de mérito de um amplificador de potência e resume-se à capacidade de preservação de informação relativa à amplitude e fase do sinal de entrada. Todos os amplificadores de potência são não-lineares [10]. Facto que resulta em distorção do sinal na saída, Fig. 6.



**Fig. 6 - Balanço de potências no amplificador de potência, modificado de [10].**

Sabendo que

$$P_{OUT} = G \cdot P_{IN} \quad (2.1)$$

e considerando a Fig. 6, tem-se

$$P_{DC} + P_{IN} = P_{DISS} + P_{OUT} \quad (2.2)$$

onde  $P_{DC}$  é a potência proveniente da fonte de alimentação;  $P_{IN}$ , a potência de entrada;  $P_{DISS}$ , a potência dissipada no PA e  $P_{OUT}$  a potência de saída. Ora, de (2.1) e (2.2) vem

$$G = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = 1 + \frac{P_{DC} - P_{DISS}}{P_{IN}} \quad (2.3)$$

A Linearidade implica que o ganho se mantenha constante com o aumento de  $P_{IN}$  [11]. Considerando a função de transferência de um PA, (2.3), para uma  $P_{DISS}$  nula e uma  $P_{DC}$  finita, portanto proveniente de uma fonte de alimentação real, vê-se que esta não apresenta um comportamento linear em toda a gama de  $P_{IN}$ . Para potências de entrada muito elevadas, a potência de saída não responde de forma linear, mas sim segundo uma compressão de acordo com a Fig. 9. Na figura seguinte encontra-se um exemplo do comportamento característico de uma função não-linear.

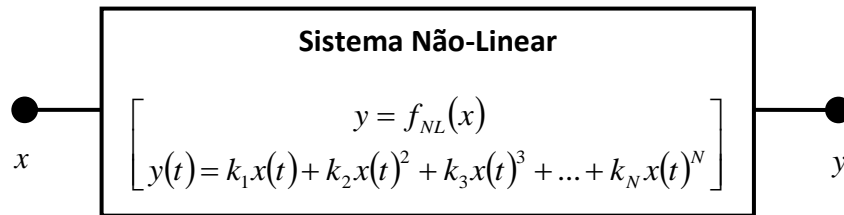


Fig. 7 – Exemplo de Função Característica de uma função não-linear.

A função que transforma o sinal de entrada no sinal de saída,  $y = f_{NL}(x)$ , é normalmente aproximada por uma série de Taylor em torno do ponto de repouso, simplificando assim o seu estudo [1]. Pode-se ver que  $k_1$  é o coeficiente linear de ganho e que  $k_2$  e  $k_3$  contribuem de modo não-linear, originando assim novas componentes espectrais, que resultam na distorção de intermodulação de segunda e

terceira ordens, respectivamente. Surgem então novas frequências, que correspondem a somas e/ou diferenças de múltiplos da frequência portadora. Considerando, por exemplo o caso de dois tons, em que o sinal de entrada é dado por

$$x(t) = X_1 \cdot \cos(\omega_1 t + \phi_1) + X_2 \cdot \cos(\omega_2 t + \phi_2) \quad (2.4)$$

teremos as componentes de frequência indicadas na Tabela 1.

Tabela 1 - Consequências da Não-Linearidade do Amplificador, retirado de [1].

<i>Efeito</i>	<i>Mistura</i>
Sinal à banda base (Distorção de Intermodulação de 2ª ordem)	$\omega_2 - \omega_1$
Intermodulação de 3ª ordem dentro da banda	$2\omega_1 - \omega_2$
Sinal de saída a $\omega_1$	$\omega_1$
Conversão AM/AM e AM/PM	$\omega_1 + \omega_1 - \omega_1$
Perda de Sensibilidade	$\omega_1 + \omega_2 - \omega_2$
Sinal de saída a $\omega_2$	$\omega_2$
Conversão AM/AM e AM/PM	$\omega_2 + \omega_2 - \omega_2$
Perda de Sensibilidade	$\omega_2 + \omega_1 - \omega_1$
Intermodulação de 3ª ordem dentro da banda	$2\omega_2 - \omega_1$
2ª harmónica de $\omega_1$	$2\omega_1$
Distorção de Intermodulação de 2ª ordem	$\omega_1 + \omega_2$
2ª harmónica de $\omega_2$	$2\omega_2$
Distorção de Intermodulação de 3ª ordem	$2\omega_1 + \omega_2$
3ª harmónica de $\omega_1$	$3\omega_1$
3ª harmónica de $\omega_2$	$3\omega_2$
Distorção de Intermodulação de 3ª ordem	$2\omega_2 + \omega_1$

A Tabela 1 mostra o comportamento do amplificador quando recebe um sinal de dois tons sendo visível a distorção de intermodulação dentro da banda no sinal de saída.

A distorção devido à não-linearidade gera componentes fora da banda (canal adjacente) e dentro da banda (co-canal). Como se pode ver pela Fig. 8, as componentes espectrais resultantes da distorção de intermodulação encontram-se muito próximas do sinal amplificado, não podendo ser eliminadas por um simples filtro, como se faz no caso das harmônicas. Contudo, existem técnicas de linearização como *Feed-Forward*, realimentação e introdução de um bloco pré-distorsor que atenuam os efeitos da distorção não-linear.

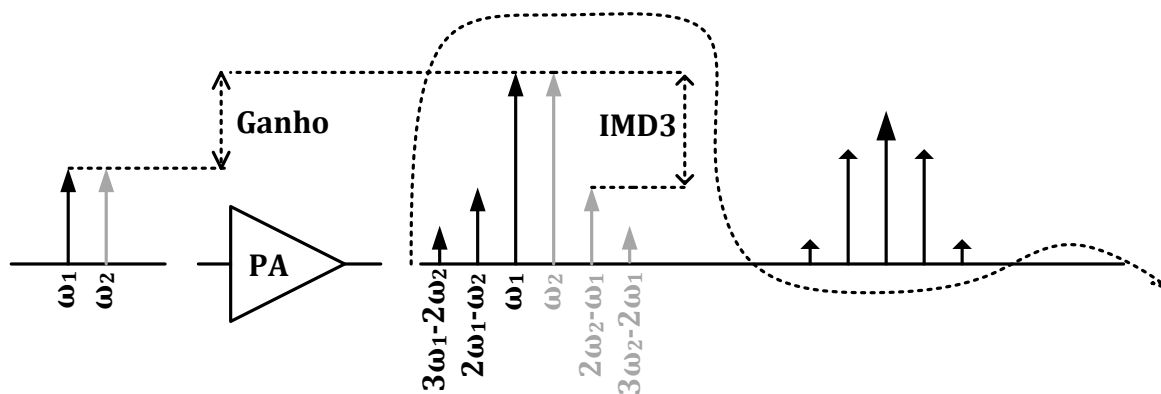


Fig. 8 - Distorção de Intermodulação de 3ª ordem.

Requer-se um PA linear quando o sinal de entrada, que equivale à informação a ser enviada, é modulado em fase e em amplitude. Isso é conseguido por um ou mais amplificadores lineares ou, como se viu na técnica EER, por uma combinação de amplificadores não-lineares. Estes são preferíveis por serem mais eficientes, beneficiando ao nível de custos e dimensões.

### 2.1.1 - Ponto de 1 dB de compressão

Trata-se de um dos factores de mérito que caracteriza o comportamento não-linear de um amplificador de potência. Este, quando opera num ponto próximo da região de saturação, apresenta uma resposta não-linear, como se pode ver pela Fig. 9. Repare-se que ocorre quando a potência de saída se desvia 1 dB da curva linear.

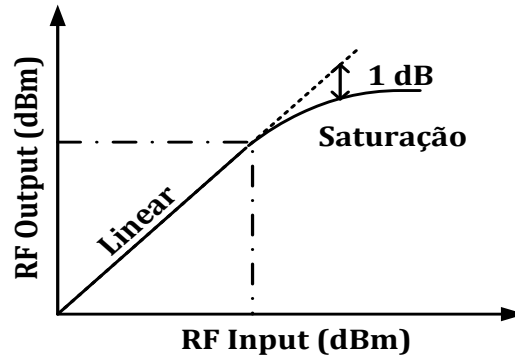


Fig. 9 - Ponto de 1 dB de compressão.

### 2.1.2 - Ponto de Intersecção de 3ª ordem

Trata-se de um outro parâmetro de grande importância na caracterização da linearidade do amplificador. É o ponto para o qual a curva de intermodulação de 3ª ordem, IMD3, intercepta a curva linear da potência de saída, Fig. 10. Consiste num factor de mérito muito útil, visto permitir uma previsão de distorção de intermodulação para qualquer potência de entrada, através da expressão:

$$IP3 = \frac{3(G + P_{IN}) - P_{IMD}}{2} (dB) \quad (2.5)$$

onde  $P_{IMD}$  é a potência da distorção de intermodulação na saída e  $G$  o ganho do PA.

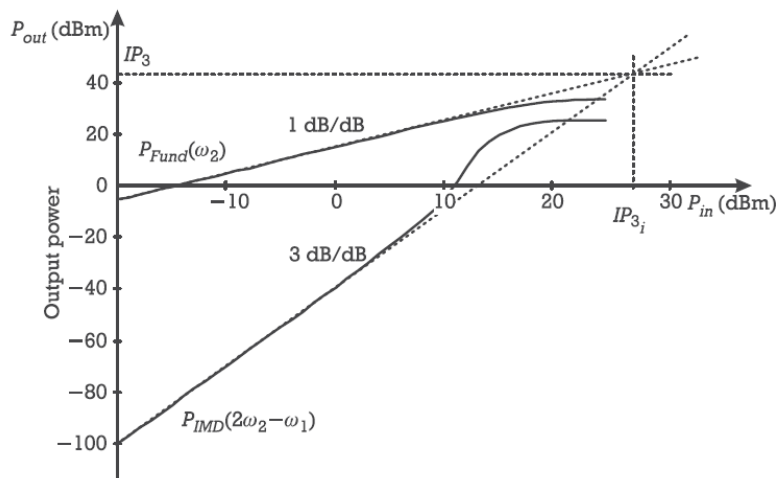


Fig. 10 - Ponto de intercepção de terceira ordem, retirado de [12].

### 2.1.3 - ACPR (Adjacent Channel Power Ratio)

De modo a caracterizar a distorção não-linear surgiu também o ACPR, uma das figuras de mérito mais utilizadas na indústria [1], Fig. 11.

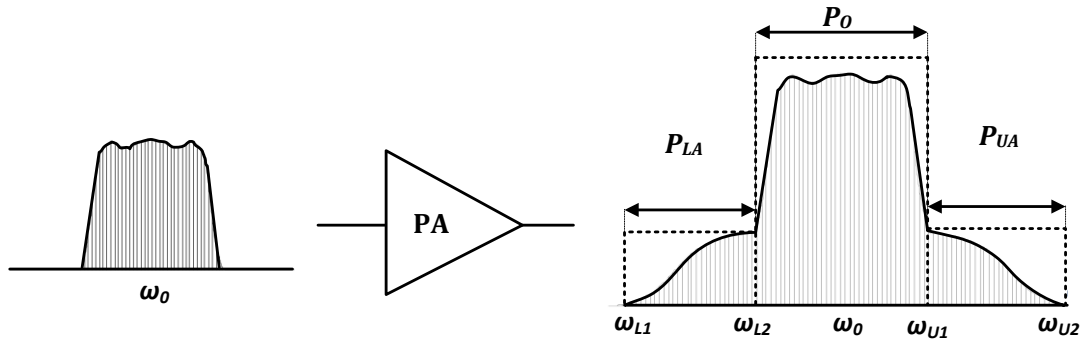


Fig. 11 - Adjacent Channel Power Ratio.

A potência existente nos canais adjacentes é vista como interferência. ACPR fornece uma métrica que permite avaliar como é que as não-linearidades do amplificador afectam os canais adjacentes e define-se como sendo a razão entre a densidade espectral de potência do sinal dentro da banda e a densidade espectral de potência do sinal nos canais adjacentes [1].

$$ACPR = \frac{P_o}{P_{LA} + P_{UA}} = \frac{\int_{\omega_{L2}}^{\omega_{U1}} S_o(\omega) d\omega}{\int_{\omega_{L1}}^{\omega_{L2}} S_o(\omega) d\omega + \int_{\omega_{U1}}^{\omega_{U2}} S_o(\omega) d\omega} \quad (2.6)$$

## 2.2 - Estabilidade

A estabilidade de um amplificador de potência contabiliza a sua resistência à oscilação. Dispondo-se do diporto da Fig. 12, este é considerado incondicionalmente estável, numa dada frequência, se as componentes reais de  $Z_{IN}$  e  $Z_{OUT}$  forem positivas para quaisquer valores de impedância de carga e de fonte,  $Z_L$  e  $Z_S$ , respectivamente. Isto é, se  $\text{Re}(Z_{IN}) > 0$  e  $\text{Re}(Z_{OUT}) > 0$ , [13].

Define-se então como condição de estabilidade incondicional:

- $\{|\rho_{IN}|, |\rho_{OUT}|, |\rho_S|, |\rho_L|\} < 1$

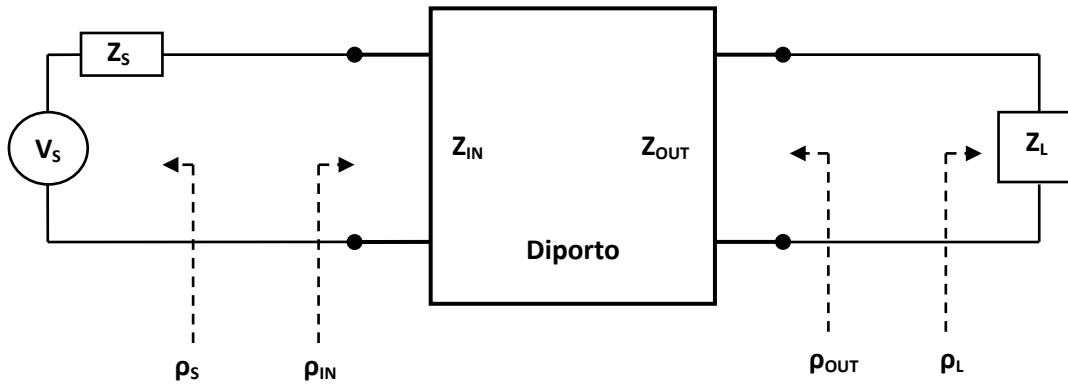


Fig. 12 - Constituição de um diporto.

Entretanto, se para  $|\rho_{IN}| > 1$  e/ou  $|\rho_{OUT}| > 1$ , existir algum  $Z_s$  ou  $Z_L$  que torne o diporto instável então este é considerado potencialmente instável ou mesmo instável.

As duas condições que se seguem, permitem a análise de estabilidade através dos parâmetros S:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + \Delta^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.7)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (2.8)$$

Em que:

$S_{11}$  – Coeficiente de Reflexão à Entrada com a saída terminada,

$S_{22}$  – Coeficiente de Reflexão à Saída com a entrada terminada,

$S_{12}$  – Ganho para-trás com a entrada terminada,

$S_{21}$  - Ganho de Transmissão com a saída terminada.

Se as duas situações se averiguarem e  $S_{11}$  e  $S_{22}$  forem menores do que um,  $S_{11} < 1$  e  $S_{22} < 1$ , então presencia-se estabilidade incondicional – Factor de Stern [14].

### 2.3 - Eficiência e PAE (Power Added Efficiency)

Entende-se por eficiência de um amplificador a eficácia com que este transforma potência DC em potência RF. A eficiência de dreno é definida como a razão entre a potência de saída e a potência fornecida pela fonte de alimentação à qual o dreno do transistor se encontra ligado, (1.1).



Outro factor de mérito utilizado na caracterização do desempenho do amplificador é o PAE, que contabiliza a conversão da potência DC em potência RF considerando a potência introduzida na sua entrada,

$$PAE = \frac{P_{OUT} - P_{IN}}{P_{DC}} \quad (2.9)$$

## 2.4 - Amplificadores Não-Comutados

O transistor ao operar como fonte de corrente, conduz de forma contínua. Deste modo, não existe um único momento em que existe apenas uma das ocorrências: tensão ou corrente. Situação que limita a eficiência para este modo de funcionamento, pois esta simultaneidade resulta em potência dissipada. A figura seguinte apresenta um esquemático genérico, onde, dependendo do valor de  $V_{GS}$  usado, teremos diferentes classes de amplificadores, nomeadamente A, AB, B ou C.

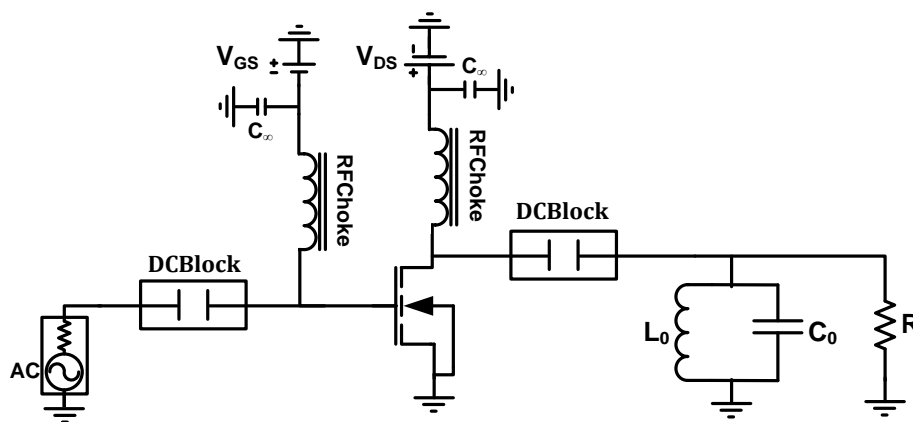


Fig. 13 - Configuração possível para Classe A, AB, B e C.

O circuito tanque  $L_0 C_0$  paralelo, ressonante à frequência fundamental, curto-circuita as harmônicas permitindo que apenas a componente fundamental chegue à carga. Ao mesmo tempo implica que a forma de onda de tensão de dreno seja uma sinusóide pura.

### 2.4.1 - Classe A

É a mais linear das c.a, onde o sinal de saída acompanha o de entrada na sua totalidade, o que lhe confere um ângulo de condução de  $2\theta=360^\circ$ . No entanto, os amplificadores desta classe são os menos eficientes, pois a potência que chega à carga é igual à potência dissipada pelo circuito, possuindo assim um rendimento máximo de 50%.

A baixa eficiência deve-se ao facto de nesta configuração, como se pode ver pela Fig. 14, o transistor ser polarizado no ponto médio de tensão e corrente máximas. O que o mantém sempre a conduzir corrente, mesmo na ausência de sinal na entrada.

Da figura é ainda possível ver que o ponto de polarização e os níveis máximo e mínimo do sinal de entrada encontram-se na zona linear da gama de funcionamento do dispositivo activo. Daí o PA classe A ser, em teoria, desprovido de distorção.

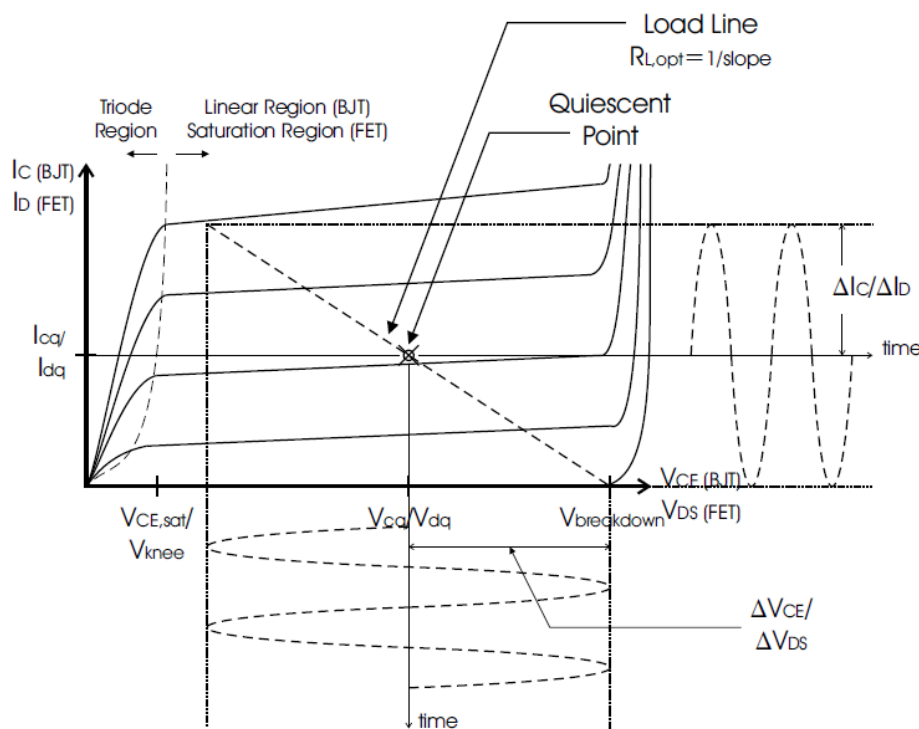


Fig. 14 - Ponto de Funcionamento de um Amplificador de Classe A, retirado de [2].

### **2.4.2 - Classe B**

Nesta c.a de potência, o transistor é polarizado com uma tensão  $V_{GS}$  igual à tensão de *threshold*. Assim, para valores abaixo dessa tensão, o dispositivo encontra-se em corte fazendo com que a corrente na saída seja nula, Fig. 15. Deste modo só existirá consumo de potência na presença de sinal na entrada. Ora, isso faz diminuir a potência consumida, o que, por sua vez, aumenta o rendimento. Trata-se, portanto, de um amplificador com maior eficiência que o anterior (máximo de 78.5%). O seu ponto de polarização confere-lhe um ângulo de condução de  $2\theta = 180^\circ$ .

### **2.4.3 - Classe AB**

A classe AB surge como que um compromisso entre as classes A e B. Tem uma eficiência menor que a da classe B e maior que a da classe A ( $50\% < \eta < 78.5\%$ ). Apresenta um ângulo de condução menor que o da classe A e maior que o da classe B ( $180^\circ < 2\theta < 360^\circ$ ). Atendendo ao ponto de polarização a que se submete o transistor tem-se maior eficiência (Tabela 2) ou maior ângulo de condução. A Fig. 15 apresenta a função de transferência do dispositivo activo para esta configuração.

### **2.4.4 - Classe C**

Nesta topologia o transistor é polarizado abaixo da zona de corte ( $V_{GS} < V_{th}$ ), o que significa que apenas uma porção do semi-ciclo da onda de corrente aparece na saída Fig. 15. Apresenta uma quantidade significativa de distorção, tornando-se inapropriado para aplicações de envolvente variável. Contudo, por ser polarizado abaixo da tensão de *threshold*, possui uma eficiência muito alta, que é definida em função do ângulo de condução, Tabela 2. O mesmo motivo que o faz ter um PAE muito baixo, pois existem instantes em que, apesar de se inserir potência na entrada não haverá potência disponível na saída.

## 2.5 - Amplificadores Não-Comutados- Conclusão

A Fig. 15 mostra as funções características das c.a em que o dispositivo activo funciona como fonte de corrente. A desvantagem destas c.a é que mantêm uma tensão aos terminais do transistor enquanto este conduz corrente, resultando em dissipação de potência. As classes A e B são lineares, enquanto a classe C é incapaz de armazenar informação de amplitude. Este, apesar de ser muito eficiente, é muito limitado em certas aplicações práticas, por possuir um PAE muito baixo.

Tipicamente usa-se a classe AB que faz um compromisso entre a linearidade e a eficiência.

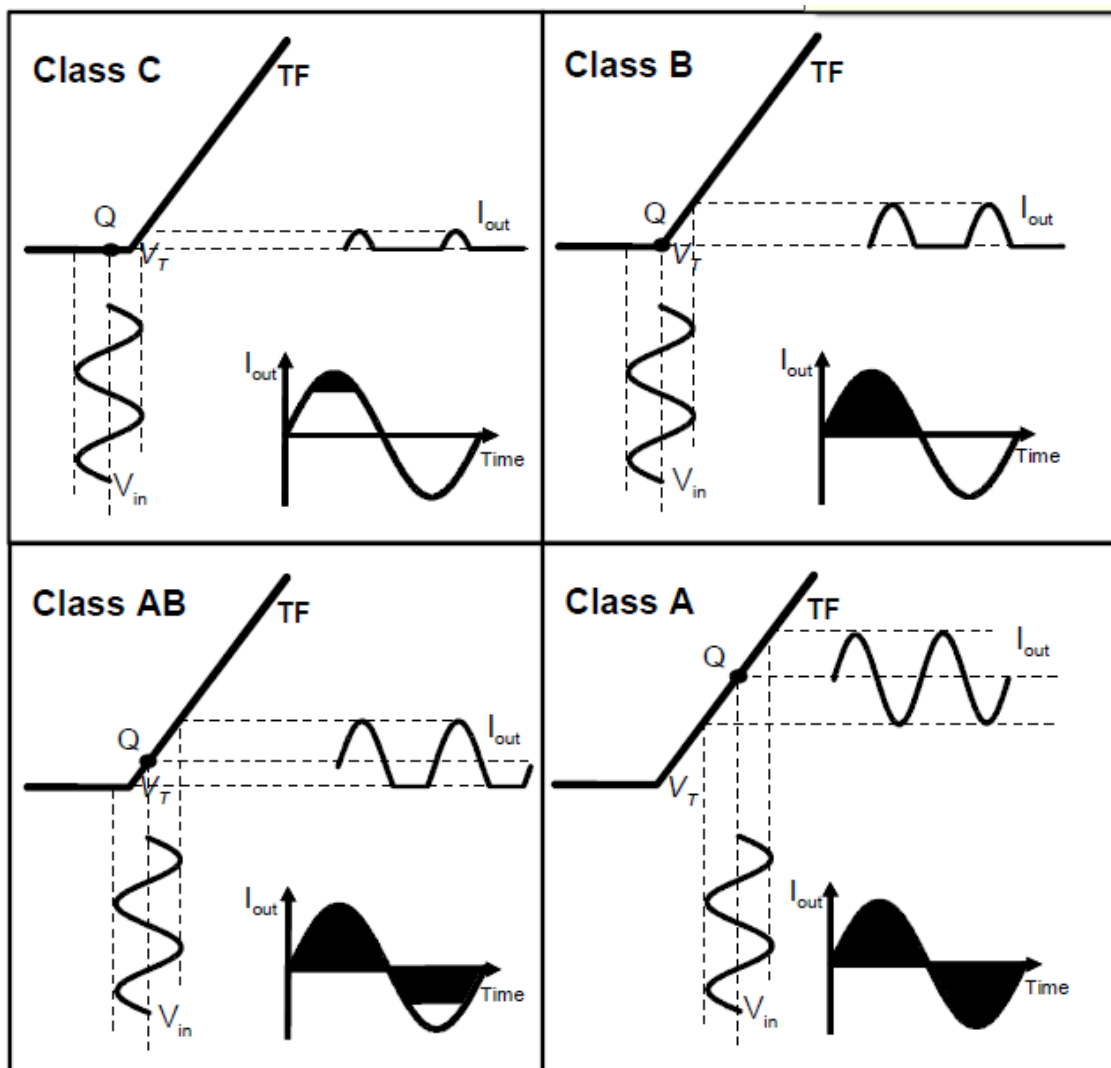


Fig. 15 - Função de transferência das classes A, AB, B e C, retirado de [15].

Tabela 2- Relação Ângulo de Condução x Rendimento.

Classes PAs Não- Comutados	Ângulo de Condução	$P_{DC}$	$P_L$	$\eta$
A	$2\theta = 360^\circ$	$\frac{1}{4} V_{MAX} I_{MAX}$	$\frac{1}{8} V_{MAX} I_{MAX}$	50%
B	$2\theta = 180^\circ$	$\frac{1}{2\pi} V_{MAX} I_{MAX}$	$\frac{1}{8} V_{MAX} I_{MAX}$	78.5%
AB	$180^\circ < 2\theta = 270^\circ < 360^\circ$	$P_{DC}(\theta)$	$P_L(\theta)$	60.1%
C	$0^\circ < 2\theta = 90^\circ < 180^\circ$	$P_{DC}(\theta)$	$P_L(\theta)$	94%

Onde:

$$P_{DC}(\theta) = \frac{1}{4\pi} V_{MAX} I_{MAX} \left[ \frac{2\sin(\theta/2) - \theta \cos(\theta/2)}{1 - \cos(\theta/2)} \right] \quad (2.10)$$

$$P_L(\theta) = \frac{1}{8\pi} V_{MAX} I_{MAX} \left[ \frac{\theta - \sin \theta}{1 - \cos(\theta/2)} \right] \quad (2.11)$$

As expressões (2.10) e (2.11) [16] mostram como varia a potência consumida e a potência de saída com o ângulo de condução, respectivamente. Quanto maior o ângulo de condução maior será a potência de saída e menor a potência consumida pelo circuito. Logo, de (1.1), maior será a eficiência. No exemplo da Tabela 2 vê-se que, para um ângulo de condução de um quarto de ciclo tem-se um rendimento de 94%.

## 2.6 - Amplificadores Comutados

Ao operar o transistor em modo *switch*, em alternativa à fonte de corrente, a tensão e a corrente podem ser, em teoria, completamente desfasadas evitando assim a dissipação de potência [17]. Nas classes que se seguem o dispositivo activo funciona entre o corte e o tródo (saturação para os BJTs). Deste modo, pretende-se que, quando este esteja a conduzir, tenha uma resistência idealmente zero e que quando esteja em corte, esta seja infinita. Na primeira situação, a tensão é idealmente

zero, enquanto flui uma corrente no dispositivo activo. Contrariamente, quando o transistor está em corte, só existe tensão aos seus terminais, Fig. 16 (*load line A*).

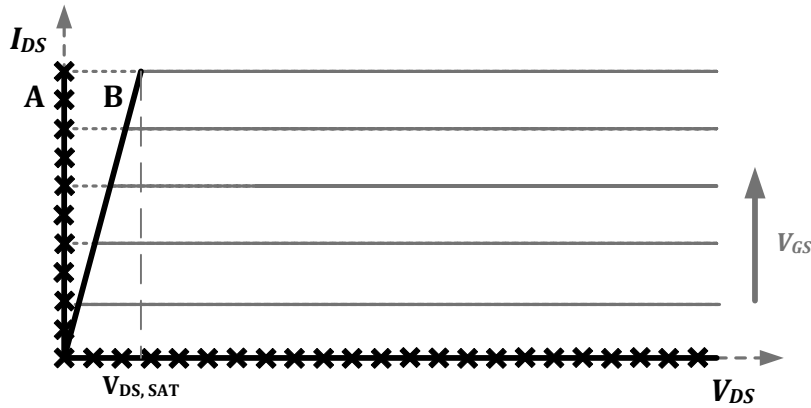


Fig. 16 - Curvas características  $I_{DS} \times V_{DS}$  e *load line* do PA classe E, para um transistor ideal.

A *load line A* é típica de transístores ideais, onde se tem uma tensão de saturação zero. Daí a possibilidade de não haver sobreposição de tensão e corrente, proporcionando 100% de eficiência. Na verdade, não considerando aqui a resistência de saída, tem-se a *load line B*, onde, para haver corrente no dreno, tem-se sempre uma tensão de saturação, resultando, assim, em sobreposição das duas ocorrências.

### 2.6.1 - Classe D

O PA classe D foi idealizado em 1959, por P. Baxandall [18] e usa dois transístores operando em modo *switch*, que, conduzindo em alternância, com um *duty cycle* de 50%, alcança alta eficiência. A malha de saída ressonante, com um factor de qualidade alto, garante que só a componente fundamental, uma sinusóide com a mesma frequência que a de entrada, chega à carga  $R_L$ . Uma implementação possível encontra-se na Fig. 17. Trata-se da configuração com comutação em tensão, VMCD (*Voltage Mode Class D*). As suas formas de onda encontram-se na Fig. 18. Como se pode ver, para a situação ideal desta topologia, não existe sobreposição de tensão e corrente, resultando numa eficiência de 100%.

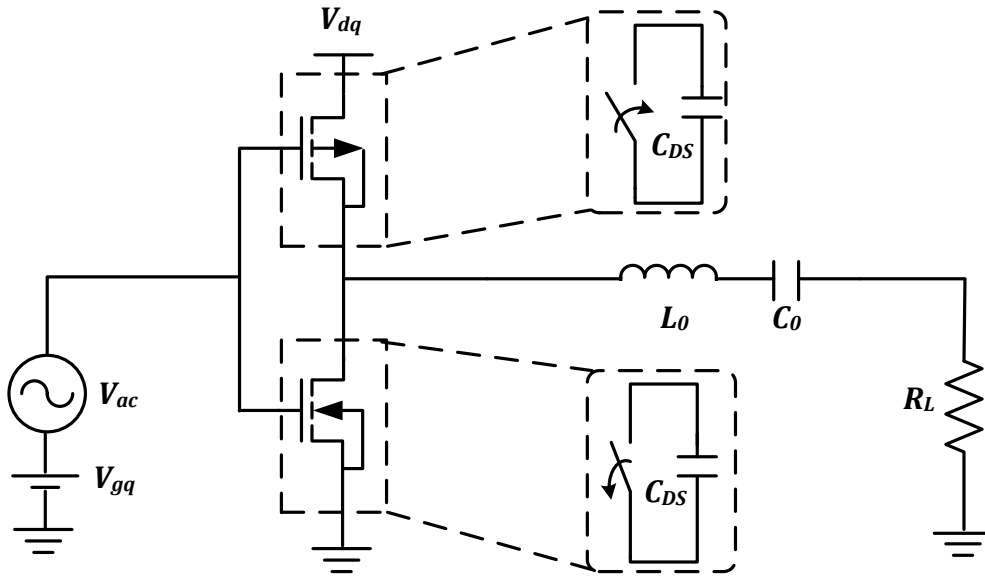


Fig. 17 - Amplificador de Classe D complementar com comutação em tensão, VMCD.

Esta configuração, para além da desvantagem de necessitar de dois transístores, está sujeita ao efeito das capacidades parasitas para frequências muito elevadas. Cada transístor tem um condensador, de capacidade  $C_{DS}$ , que quando considerado linear, isto é, independente da tensão aos terminais, necessita da potência

$$P_{Cd} = \frac{1}{2} C_d V_{dq}^2 f \quad (2.12)$$

para carregá-lo do zero à tensão de alimentação. Esta potência vai ser dissipada na próxima transição, *switching-on*, quando o condensador se descarrega na resistência de condução do transístor. Assim, tratando-se de dois transístores, a potência total dissipada num ciclo RF é:

$$P_{Cd} = C_d V_{dq}^2 f \quad (2.13)$$

A expressão anterior mostra que a dependência directa da potência dissipada, com a capacidade  $C_{DS}$  e com a frequência, no dispositivo activo, torna esta configuração imprópria para frequências muito elevadas. Podem surgir ainda

problemas de sincronismo e os dois transístores ficarem em corte e ou conduzirem em simultâneo resultando na destruição do circuito [9].

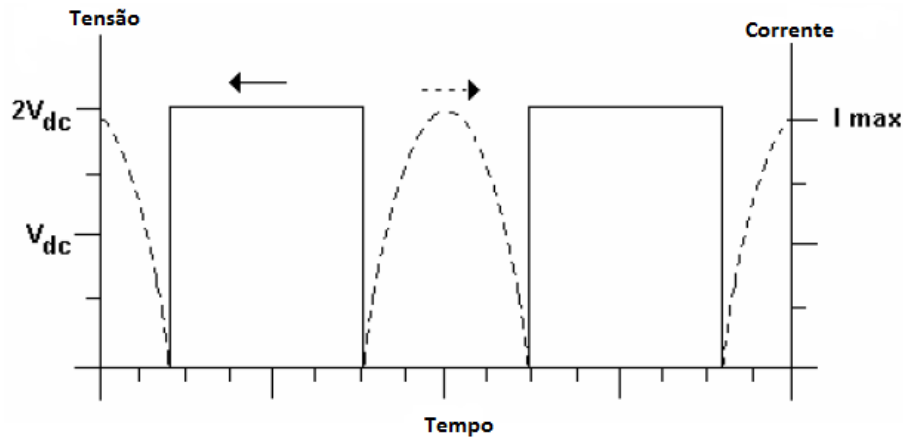


Fig. 18 - Ondas de Tensão e Corrente de dreno de um PA classe D complementar com comutação em Tensão, retirado de [19].

A dissipação de potência acima mencionada pode ser evitada utilizando outra configuração do amplificador classe D, a configuração com comutação em corrente com circuito ressonante paralelo, CMCD (*Current Mode Class D*), [20]. Nesta topologia, o condensador do transístor é utilizado como sendo parte do filtro ressonante, que curto-circuita as harmónicas, originando uma sinusóide pura na saída. Aqui, a onda de tensão de dreno é uma semi-sinusóide, enquanto a de corrente é rectangular. Apresenta, portanto, um comportamento dual ao VMCD.

### 2.6.2 - Classe E

Trata-se da c.a. comutados mais popular devido a sua alta eficiência e simplicidade. Foi introduzida em 1975 por Nathan O. Sokal e Alan D. Sokal através duma implementação a 3.9 MHz, onde se obteve uma eficiência de 96%, para uma potência de saída de 26W [9].

A primeira configuração apresentada pelos autores encontra-se ilustrada na Fig. 19 e baseia-se num circuito elementar onde se tem um dispositivo activo que actua em modo *switch*, uma malha de saída, que contém uma bobina de reactância



idealmente infinita,  $L1$ , um circuito LC,  $L2$   $C2$ , um condensador *shunt*,  $C1$ , uma fonte de alimentação e uma carga resistiva,  $R$ .

A malha de saída é projectada de modo que o produto das formas de onda de tensão e corrente seja zero. Isto é, não existe potência dissipada no circuito, providenciando-se assim toda a potência à carga, originando numa eficiência de 100%.

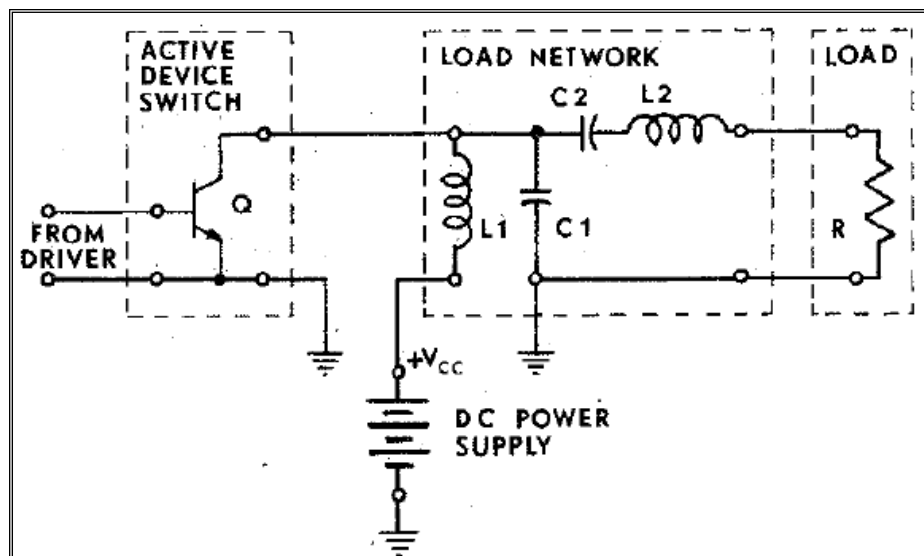


Fig. 19 - Circuito amplificador classe E, apresentado por Nathan Sokal e Alan Sokal, retirado de [9].

### 2.6.3 - Classe F

O PA classe F possui uma malha de saída com vários circuitos ressonantes de modo a dar forma à onda de tensão de dreno através do controlo harmónico. Este método de alcançar alta eficiência foi introduzido por V. Tyler e [21] tem sido muito usado, tendo-se conseguido, para a frequência de 11 GHz, uma eficiência de 77%, com uma potência de saída de 40 W [22].

Uma configuração possível é apresentada na Fig. 20, onde a malha M1 constitui um C.A (circuito aberto) para as harmónicas de ordem ímpar e um C.C (curto-circuito) para as de ordem par. O resultado consiste numa onda de tensão que se torna cada vez mais achatada quanto maior for a supressão de harmónicas de ordem ímpar, Fig. 21. No limite tem-se uma onda quadrada semelhante ao amplificador

classe D com comutação em tensão, conseguindo assim o desfasamento total das ondas de tensão e corrente, que garante 100% de eficiência.

A malha M2 é um C.A para a frequência fundamental e um C.C para as harmônicas de ordem par, para que à frequência fundamental, a onda de saída seja uma sinusóide pura com a mesma frequência que a de entrada. A complexidade da sua malha de saída constitui uma desvantagem quando comparada com a classe E. Existe ainda uma variante desta c.a, denominada por classe F Invertido que, como o próprio nome indica, apresenta um comportamento dual ao amplificador classe F.

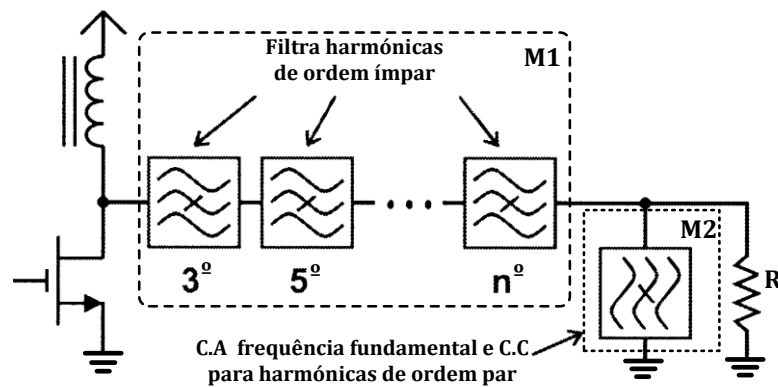


Fig. 20 - Amplificador de potência Classe F.

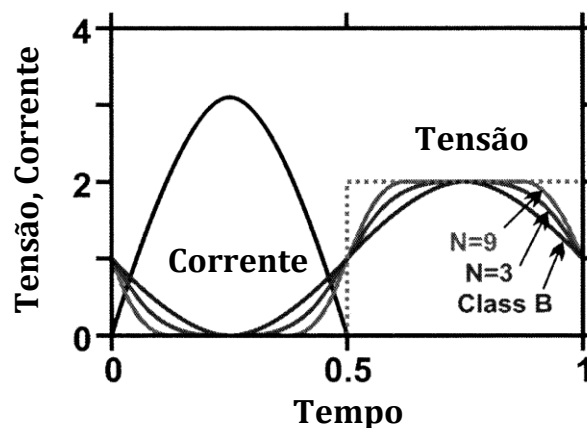


Fig. 21 - Ondas de Tensão e Corrente de dreno de uma classe F, modificado de [17].



---

## ***CAPÍTULO III***

### ***AMPLIFICADOR CLASSE E***

---

Após a topologia apresentada pela família Sokal, em 1975, Fig. 19, foram surgindo com o tempo várias outras configurações do PA classe E. Neste capítulo far-se-á um breve estudo de algumas delas e serão apresentados resultados simulados no ADS (*Advanced Design Systems*). É feita a análise da malha de saída do PA classe E de modo a chegar às formas de ondas de tensão e corrente de dreno do transistor. Por fim, far-se-á um estudo das perdas no circuito.

#### ***3.1 – Condições ideais e princípio de funcionamento***

Conforme introduzido anteriormente, o principal objectivo da malha de saída do amplificador classe E, é o desfasamento total das formas de onda de tensão e corrente de dreno, de modo a alcançar a eficiência total. A Fig. 22 ilustra um circuito equivalente ao apresentado por Alan Sokal e Nathan Sokal e servirá de exemplo para explicar o seu princípio de funcionamento e as condições ideais necessárias.

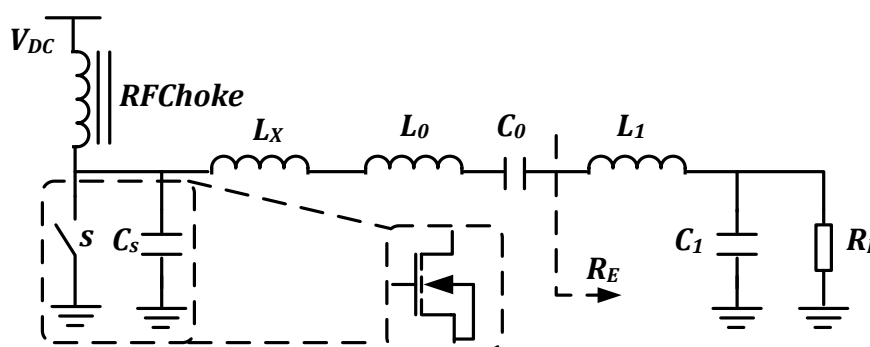


Fig. 22 - Amplificador classe E com malha de adaptação.

Rapidamente se vê que  $L_0 + L_X$  resulta no  $L$  da Fig. 19,  $C_S$  corresponde a  $C_1$  e que  $R_E$  é equivalente a  $R$ . O circuito  $L_1C_1$  é a malha de adaptação de saída que transforma a impedância  $R_E$  numa carga  $R_L$ , normalmente  $50\Omega$ .

A capacidade do condensador *shunt*,  $C_s$  da Fig. 22, é o somatório das capacidades intrínsecas e extrínsecas do transistor, das capacidades do modelo do *RFChoke* para alta frequência e ainda das capacidades dos fios ligados ao dreno do dispositivo activo. Contudo, ao longo do estudo será considerado linear e como sendo apenas o  $C_{DS}$  do transistor.

Para o funcionamento ideal desta classe de amplificadores são feitas algumas considerações, tais como:

1. O sinal de entrada e o próprio dispositivo activo possibilitam a comutação instantânea e sem perdas. Além disso, a tensão de saturação é nula; a resistência quando *on* e quando *off* é nula e infinita, respectivamente;

2. O *RFChoke* funciona como uma fonte de corrente DC constante e não possui nenhuma resistência. Portanto, tem reactância infinita;

3. O factor de qualidade do filtro  $L_oC_o$ ,  $Q$ , é alto o suficiente para suprimir as harmónicas de modo que a corrente de saída seja uma sinusóide pura, possuindo a mesma frequência que o sinal de entrada;

4. As ondas de tensão e corrente de dreno não podem, em caso algum, sobrepor-se, a não ser na passagem por zero. A Fig. 23 descreve as respectivas formas de onda, inicialmente apresentadas por Sokal como sendo as indicadas para a obtenção da eficiência unitária.

5. ZVS (*Zero Voltage Switching*) – No momento do *switch-on*, a corrente só começa a crescer quando a onda de tensão atinge o valor zero.

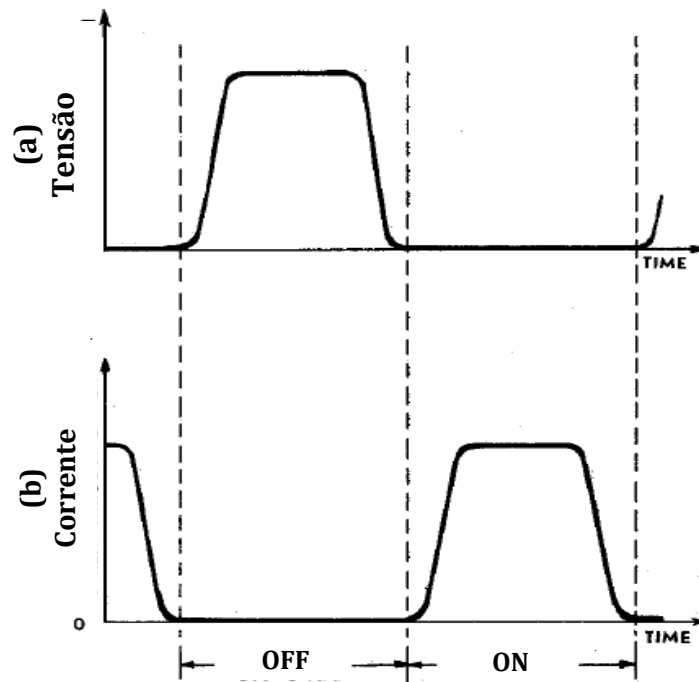


Fig. 23 - Formas de onda ideais de tensão (a) e corrente (b) no dreno para eficiência de 100%, modificado de [9].

6. Além disso, o declive no momento da transição tem de ser o mais suave possível, idealmente zero – ZsVS (*Zero Slope Voltage Switching*), ( $dv/dt \approx 0$ ).

7. Da mesma forma, na transição do estado *on* para *off*, a tensão no dispositivo activo mantém-se o mais baixo possível ( $V_{CE,SAT}$ , que é idealmente zero ou desprezável quando comparado com a tensão de alimentação,  $V_{CC}$ ) durante o tempo necessário para que a corrente neste seja diminuída até zero, ZCS (*Zero Current Switching*). Essa tensão só atingirá valores máximos após o *switch* estar completamente aberto.

8. A transição *on-to-off* tem de ser do mesmo modo que em 7, originando assim o conceito de ZsCS (*Zero Slope Current Switching*).

As condições 5-8 evitam a dissipação de potência nas transições (*on-to-off* e *off-to-on*), [23].

9. Ver-se-á que, para a configuração da Fig. 22 satisfazer as condições necessárias de funcionamento em classe E, a impedância da malha ligada ao  $C_s$  tem de ser

$$\underline{Z_{net1} = \frac{0.28015}{\omega \cdot C_s} e^{j49.0524}} \quad (3.1)$$

para a frequência fundamental e infinita para as harmônicas, Fig. 24, para que se obtenha uma sinusóide pura na saída. Foi mostrado em [24] que, basta a impedância à segunda harmônica ser infinita para que o circuito tenha um comportamento próximo do PA em classe E.

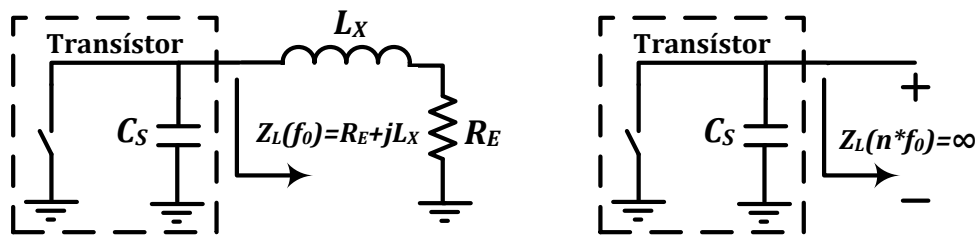


Fig. 24 - Impedância exigida para o funcionamento em Classe E

Da Fig. 24 pode-se escrever a impedância à frequência fundamental como:

$$Z_{net1} = R_E + j\omega L_X = R_E \left( 1 + j \frac{\omega L_X}{R_E} \right) \quad (3.2)$$

Igualando as duas equações, (3.1) e (3.2),

$$\frac{0.28015}{\omega C_s} e^{j49.0524} = R_E + j\omega L_X \quad (3.3)$$

e sabendo da equação de Euler que

$$e^{\pm jx} = \cos x \pm j \sin x \quad (3.4)$$

então

$$\frac{0.28015}{\omega C_s} \cos 49.0524^\circ + j \frac{0.28015}{\omega C_s} \sin 49.0524^\circ = R_E + j\omega L_X \quad (3.5)$$

onde, igualando as partes reais e imaginárias obtém-se:

$$R_E = \frac{0.28015}{\omega C_s} \cos 49.0524^\circ \quad (3.6)$$

$$\omega L_x = \frac{0.28015}{\omega C_s} \sin 49.0524^\circ \quad (3.7)$$

De (3.6) e (3.7) pode-se escrever

$$\underline{Z_{net1} = R_E (1 + j \cdot \tan(49.0524^\circ))} \quad (3.8)$$

### 3.2 – Análise da malha de saída do Amplificador Classe E

As formas de onda de corrente e tensão de dreno são estabelecidas pelo *switch*, quando *on*, e pela resposta transitória da malha de saída quando o transistor se encontra em corte [25],[26]. Assim, para um modo de funcionamento sem perdas, é necessário garantir duas condições de tensão no dreno do transistor, no instante imediatamente antes do *switch-on*:

$$v(\omega t) \Big|_{\omega t=2\pi} = 0 \quad (3.9)$$

$$\frac{dv(\omega t)}{d\omega t} \Big|_{\omega t=2\pi} = 0 \quad (3.10)$$

As duas condições mostram que a tensão no dreno do transistor deve ir a zero antes do *switch-on*, *ZVS*, isto é, o condensador *shunt* e a bobina devem estar completamente descarregados antes de o *switch* fechar e começar a conduzir corrente. Caso essa situação não seja evitada, qualquer energia armazenada por estes, será dissipada na resistência do *switch*. A segunda condição expressa matematicamente o conceito de *ZsVS*.

Na Fig. 25 estão representadas as correntes no circuito classe E. A análise é feita considerando um *duty cycle* de 50%, isto é, durante metade do tempo o transistor está a conduzir e durante a outra metade estará em corte.



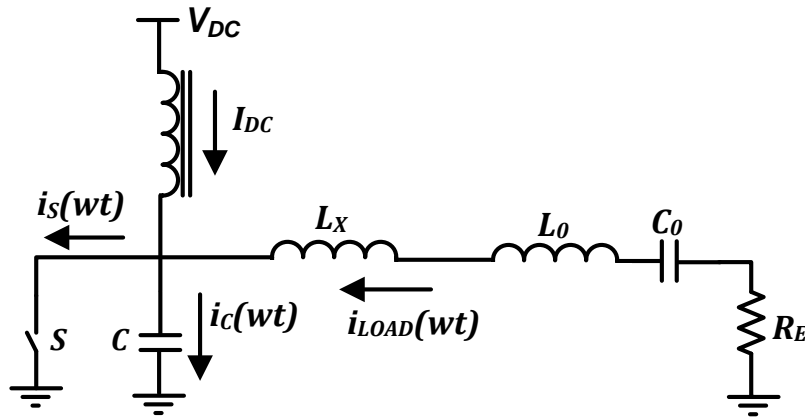


Fig. 25 - Classe E - Princípio de Funcionamento sem perdas.

• Quando o *switch* está *on*, intervalo de tempo,  $0 \leq \omega t \leq \pi$ , o condensador é curto-circuitado fazendo com que a tensão e a corrente aos seus terminais sejam iguais a zero.

$$v_C(\omega t) = V_{DC} - v_L(\omega t) = 0 \quad (3.11)$$

$$i_C(\omega t) = \omega \cdot C \cdot \frac{dv_C(\omega t)}{d\omega t} = 0 \quad (3.12)$$

Da Fig. 25 vê-se que

$$i_S(\omega t) = I_{DC} + i_{LOAD}(\omega t) \quad (3.13)$$

Tendo

$$i_{LOAD}(\omega t) = I_{LOAD} \cdot \sin(\omega t + \phi) \quad (3.14)$$

onde  $\phi$  é o atraso de fase introduzido pela reactância adicional, tornando a malha indutiva para a frequência de operação, Fig. 24.

Vem de (3.13) e (3.14)

$$i_S(\omega t) = I_{DC} + I_{LOAD} \cdot \sin(\omega t + \phi) \quad (3.15)$$

Sabendo que não existe corrente para  $\omega t = 0$ , então  $i_S(0) = 0$  e vem de (3.13)

$$I_{DC} = -I_{LOAD} \cdot \sin(\phi) \quad (3.16)$$

Assim, define-se a corrente que passa no transistor quando *on*, através de (3.15) e (3.16), como:

$$\underline{i_S(\omega t) = I_{LOAD} \cdot [\sin(\omega t + \phi) - \sin \phi]} \quad (3.17)$$

No instante  $\omega t = 180^\circ$  dá-se uma comutação instantânea (*on-to-off*) e essa mesma corrente passa a fluir para o condensador *shunt* de modo a carregá-lo. Assim:

- Analisando o caso em que o switch se encontra aberto, intervalo de tempo  $(\pi \leq \omega t \leq 2\pi)$ , vê-se que não existe corrente no switch, isto é,  $i_s(\omega t) = 0$  e que

$$i_C(\omega t) = I_{DC} + I_{LOAD} \cdot \sin(\omega t + \phi) \quad (3.18)$$

resultando na tensão aos terminais do condensador,

$$v_C(\omega t) = \frac{1}{\omega C} \cdot \int_{\pi}^{\omega t} i_C(\omega t) d\omega t \quad (3.19)$$

$$\begin{aligned} v_C(\omega t) &= \frac{1}{\omega C} \cdot \int_{\pi}^{\omega t} (I_{DC} + I_{LOAD} \cdot \sin(\omega t + \phi)) d\omega t \\ v_C(\omega t) &= \frac{1}{\omega C} \cdot \int_{\pi}^{\omega t} [-I_{LOAD} \cdot \sin(\phi) + I_{LOAD} \cdot \sin(\omega t + \phi)] d\omega t \\ v_C(\omega t) &= \frac{I_{LOAD}}{\omega C} \cdot \left[ -\sin(\phi) \cdot \omega t \Big|_{\pi}^{\omega t} - \cos(\omega t + \phi) \Big|_{\pi}^{\omega t} \right] \\ v_C(\omega t) &= -\frac{I_{LOAD}}{\omega C} \cdot [\sin(\phi)(\omega t - \pi) + \cos(\omega t + \phi) - \cos(\phi + \pi)] \\ v_C(\omega t) &= -\frac{I_{LOAD}}{\omega C} \cdot [\sin(\phi)(\omega t - \pi) + \cos(\omega t + \phi) + \cos(\phi)] \end{aligned}$$

As formas de onda de corrente e tensão no dreno, Fig. 26, são então traduzidas matematicamente pelas seguintes expressões, respectivamente:

- $(0 \leq \omega t \leq \pi), v_C(\omega t) = 0.$

$$\underline{i_S(\omega t) = I_{LOAD} \cdot [\sin(\omega t + \phi) - \sin \phi]} \quad (3.20)$$

- $(\pi \leq \omega t \leq 2\pi), i_S(\omega t) = 0.$

$$\underline{v_C(\omega t) = \frac{I_{DC}}{\sin \phi} \cdot \frac{1}{\omega C} [\sin(\phi)(\omega t - \pi) + \cos(\omega t + \phi) + \cos(\phi)]} \quad (3.21)$$

onde aplicando a primeira condição de funcionamento sem perdas, (3.9), tem-se:

$$v_c(2\pi) = -\frac{I_{LOAD}}{2\pi C} \cdot [\sin(\phi) \cdot \pi + \cos(\phi) + \cos(\phi)] = 0 \quad (3.22)$$

$$\sin(\phi) \cdot \pi = -2\cos(\phi)$$

$$\operatorname{tg}(\phi) = -\frac{2}{\pi}$$

$$\phi = \arctan\left(-\frac{2}{\pi}\right) = -32.482^\circ \quad (3.23)$$

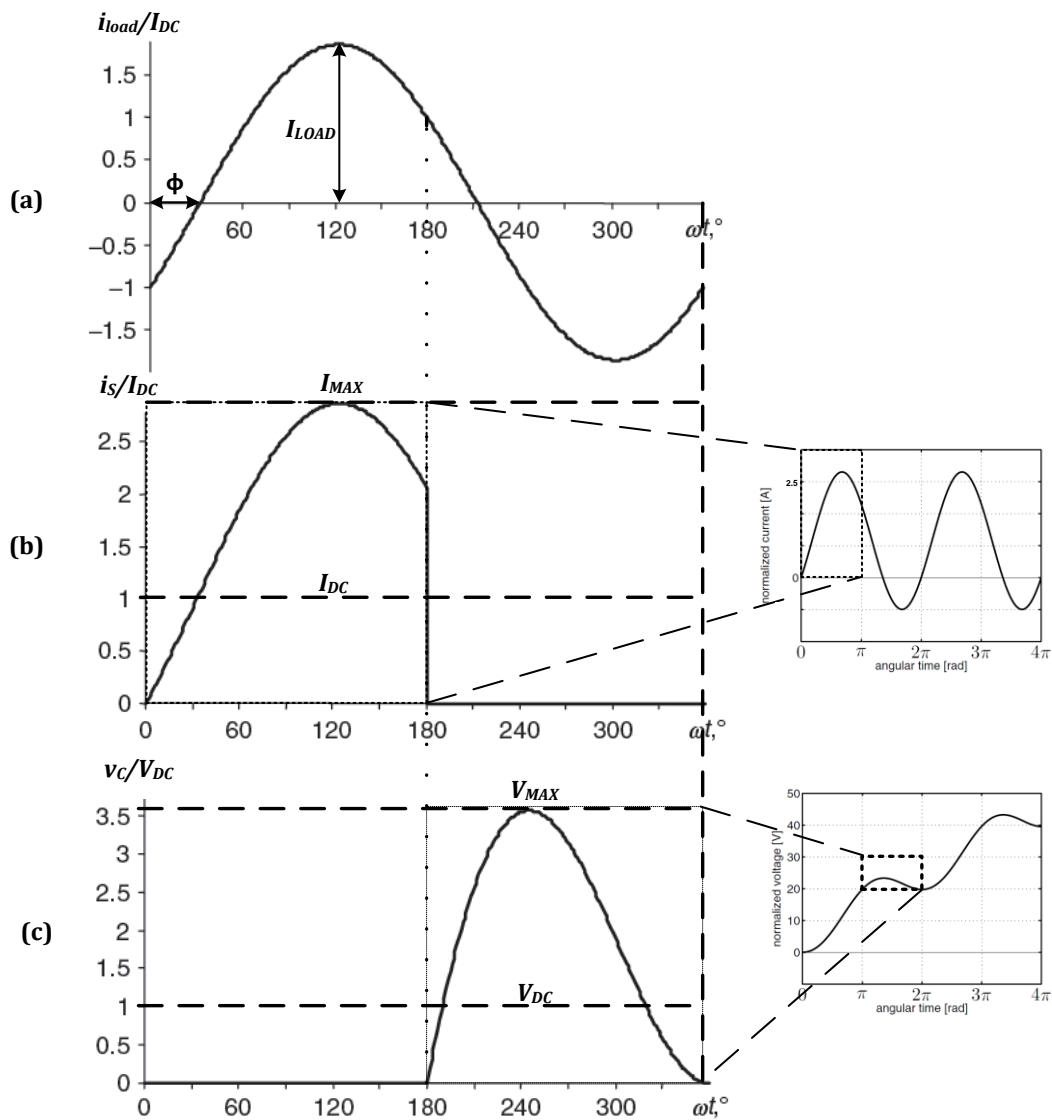


Fig. 26 - Formas de onda do PA classe E (Normalizado): (a) Corrente de saída; (b) Corrente no switch; (c) Tensão no condensador.

Como se pode ver da Fig. 26 (b), na primeira metade do ciclo, a corrente no *switch* é dada pela soma da corrente DC, que atravessa o *RFChoke*, com a corrente na carga. Na segunda metade do ciclo, Fig. 26 (c), esta mesma corrente carrega o condensador, que após atingir a carga máxima, começa a descarregar-se de modo a satisfazer as condições de funcionamento sem perdas, definidas por (3.9) e (3.10).

A eficiência de 100% implica que toda a potência fornecida pela fonte de alimentação seja dissipada na carga, o que pode ser matematicamente expressa através de

$$V_{DC} I_{DC} = \frac{1}{2} R_E \cdot I_{LOAD}^2 \quad (3.24)$$

onde aplicando (3.16), obtém-se:  $V_{DC} \cdot I_{DC} = \frac{1}{2} R_E \frac{I_{DC}^2}{\sin^2 \phi} \Leftrightarrow I_{DC} = 2 \cdot \sin^2 \phi \cdot \frac{V_{DC}}{R_E}$

$$I_{DC} = 0.577 \frac{V_{DC}}{R_E} \quad (3.25)$$

que permite escrever,

$$R_E = 0.577 \frac{V_{DC}^2}{P_{LOAD}} \quad (3.26)$$

É possível deduzir as amplitudes de tensão e corrente máximas a que o dreno do transistor está sujeito, Fig. 26. Derivando a expressão (3.20) e igualando-a a zero, encontra-se o  $\omega t$  que proporciona a corrente máxima do dreno,  $I_{MAX}$ . Assim, partindo de (3.16) e (3.20) tem-se

$$i_s(\omega t) = -\frac{I_{DC}}{\sin \phi} [\sin(\omega t + \phi) - \sin \phi] \quad (3.27)$$

que derivando-a e igualando-a a zero, vem

$$\frac{di_s(\omega t)}{d\omega t} = 1.862 \cdot [-\cos(\omega t + \phi)] = 0 \quad (3.28)$$

$$\cos(\omega t + \phi) = 0 \quad (3.29)$$

$$\omega t + \phi = \frac{\pi}{2} \vee \omega t + \phi = -\frac{3\pi}{2} \quad (3.30)$$

Respeitando as condições fronteira de  $\omega t$ , este assumirá o valor de  $\omega t = 0.48\pi \text{ rad} = 122.48^\circ$ , que substituindo na equação (3.27)

$$i_s(122.48^\circ) = -\frac{[\sin(122.48 - 32.48) - \sin(-32.48)]}{\sin(-32.48)} \cdot I_{DC} \quad (3.31)$$

obtém-se

$$\underline{i_s(122.48^\circ) = I_{MAX} = 2.8621 \cdot I_{DC}} \quad (3.32)$$

Onde  $I_{DC}$  pode ser determinada a partir de

$$V_{DC} = \frac{1}{T_s} \int_{\frac{T_s}{2}}^{T_s} v_c(\omega t) d\omega t \quad (3.33)$$

e de (3.21), resultando

$$V_{DC} = \frac{1}{2\pi} \frac{I_{DC}}{\sin \phi} \frac{1}{\omega C} \int_{\pi}^{2\pi} [\sin \phi \cdot (\omega t - \pi) + \cos(\omega t + \phi) + \cos \phi] d\omega t \quad (3.34)$$

que resolvendo obtém-se

$$V_{DC} = \frac{I_{DC}}{\pi \cdot \omega \cdot C} \quad (3.35)$$

Assim, a componente DC da corrente de dreno é dada por

$$\underline{I_{DC} = V_{DC} \cdot \pi \cdot \omega \cdot C} \quad (3.36)$$

Partindo da expressão anterior e da equação (3.21) tem-se

$$v_c(\omega t) = \frac{V_{DC} \cdot \pi}{\sin \phi} [\sin \phi (\omega t - \pi) + \cos(\omega t + \phi) + \cos \phi] \quad (3.37)$$

que derivando e igualando a zero, devolve

$$\frac{dv_c(\omega t)}{d\omega t} = \frac{V_{DC} \cdot \pi}{\sin \phi} [-\sin(\omega t + \phi) + \sin \phi] = 0 \quad (3.38)$$

$$[\sin \phi = \sin(\omega t + \phi)] \quad (3.39)$$

Considerando a condição fronteira,  $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$ ,  $\omega t$  toma o valor de  $1.36\pi$  rad =  $244.96^\circ$ . Substituindo o valor de  $\omega t$  na expressão,

$$\frac{v_C(244.96^\circ)}{V_{DC}} = \frac{\pi}{\sin(-32.48^\circ)} \left[ \sin(-32.48^\circ) \cdot (1.361\pi - \pi) + \cos(212.48^\circ) + \cos(-32.48^\circ) \right]$$

obtém-se a tensão máxima de dreno

$$\underline{v_C(244.96^\circ) = V_{MAX} = 3.562 \cdot V_{DC}} \quad (3.40)$$

A amplitude da sinusóide pura que aparece na saída é determinada por

$$V_{R_E} = R_E \cdot I_{LOAD}. \text{ De (3.24) vem } 2 \cdot V_{DC} \frac{I_{DC}}{I_{LOAD}} = R_E I_{LOAD} = V_{R_E}. \text{ Juntamente com (3.25)}$$

obtém-se

$$\underline{V_{R_E} = 1.074 \cdot V_{DC}} \quad (3.41)$$

A equação (3.41) mostra que a tensão de saída do PA classe E varia linearmente com a tensão da fonte de alimentação.

Como o mínimo valor que  $C$  pode tomar é o  $C_{DS}$  do transistor, é possível calcular a frequência máxima de operação para o funcionamento em classe E. Sabendo que  $\omega = 2\pi \cdot f$ , vem de (3.36),

$$\underline{f_{MAX} = \frac{I_{MAX}}{2.8621 \cdot 2\pi^2 \cdot V_{DC} \cdot C_{ds}} = \frac{I_{MAX}}{56.5 \cdot C_{ds} \cdot V_{DC}}} \quad (3.42)$$

Para demonstrar que a impedância vista à frequência fundamental é de acordo com a equação (3.1), tem-se em atenção a Fig. 24 e a equação (3.21). Assim, sabendo que a tensão no condensador é dada pelo somatório da diferença de potencial na bobina e na resistência

$$v_C(\omega t) = V_L + V_R \quad (3.43)$$

que sendo sinais periódicos, podem ser representados pela série de Fourier, onde

$$V_L = -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_C(\omega t) \cos(\omega t + \phi) d\omega t \quad (3.44)$$

e

$$V_R = -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_C(\omega t) \sin(\omega t + \phi) d\omega t \quad (3.45)$$

Depois de determinar  $V_L$  e  $V_R$ , tratando-se de uma malha reactiva, pode-se escrever

$$Q_L = \frac{L_X \omega}{R_E} = \frac{V_L}{V_R} = 1.1525 \quad (3.46)$$

De onde se tira a indutância adicional  $L_X$  que proporciona o referido atraso de fase

$$\underline{L_X = 1.1525 \frac{R_E}{\omega}} \quad (3.47)$$

Obtém-se o valor da capacidade óptima do  $C_{shunt}$ , através de

$$\underline{Q_C = \omega R_E C_S = \frac{\omega C_S}{I_R} V_R = 0.1836} \quad (3.48)$$

De (3.2) viu-se que a impedância à frequência fundamental é estabelecida pela indutância adicional e pela carga resistiva, através de  $Z_{net1} = R + j\omega L_X$ .

Tendo em conta as equações (3.47) e (3.48) tem-se

$$Z_{net1} = \frac{0.1836}{\omega C} (1 + 1.1525) \quad (3.49)$$

Finalmente, da equação anterior, chega-se à expressão

$$\underline{Z_{net1} = \frac{0.28015}{\omega C} e^{j49.0525}} \quad (3.50)$$

### 3.3 – Circuito apresentado por Nathan e Alan Sokal

Para determinar os valores dos componentes constituintes do circuito classe E, apresentado na Fig. 19, os autores usaram as seguintes equações:

$$R = 0.577 \frac{V_{CC}^2}{P_{LOAD}} \quad (3.51)$$

$$L_2 = \frac{Q_L R}{\omega} \quad (3.52)$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R \cdot 5.447} \quad (3.53)$$

$$C_2 = C_1 \left( \frac{5.447}{Q_L} \right) \left( 1 + \frac{1.42}{Q_L - 2.08} \right) \quad (3.54)$$

O  $L_1$ , como anteriormente referido, possui uma reactância tão alta que bloqueia a componente alternada, deixando passar apenas a componente DC para o circuito. Igualando a equação que satisfaz a condição de impedância à frequência fundamental à equação da malha dada por A. Sokal e N. Sokal, Fig. 19, é possível calcular o valor de cada componente pertencente ao circuito.

Assim,

$$Z_{net1} = \frac{0.28015}{\omega C_1} e^{j49.0524^\circ} = j\omega L - j\frac{1}{\omega C_2} + R \quad (3.55)$$

$$\frac{0.28015}{\omega C_1} \cos(49.0524^\circ) + j\frac{0.28015}{\omega C_1} \sin(49.0524^\circ) = R + j \cdot \left( \omega L - \frac{1}{\omega C_2} \right) \quad (3.56)$$

Igualando a parte real

$$\frac{0.28015}{\omega C_1} \cos(49.0524^\circ) = R \quad (3.57)$$

obtém-se

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R \cdot 5.447} \quad (3.58)$$

Igualando a parte imaginária

$$\frac{0.28015}{\omega C_1} \sin(49.0524^\circ) = \omega L - \frac{1}{\omega C_2} \quad (3.59)$$

resulta



$$C_2 = C_1 \cdot \frac{4.726}{\frac{4.726 \cdot \omega^2 \cdot L}{\omega \cdot R \cdot 5.447} - 1} \quad (3.60)$$

Usando (3.52) obtém-se finalmente

$$C_2 = C_1 \left( \frac{5.447}{Q_L} \right) \left( 1 + \frac{1.153}{Q_L - 1.153} \right) \quad (3.61)$$

Como se pode ver, esta equação difere ligeiramente da que foi apresentada pelos autores, (3.54), onde os valores foram escolhidos de modo a obter melhores resultados experimentais para a frequência que se realizou a aplicação, baixa frequência, [24]. Contudo, a equação (3.61) é a correctamente calculada e serve para qualquer gama de frequência permitindo o uso de factores de qualidade maiores. O que não acontecia na expressão deduzida por Sokal.

As formas de onda de dreno da Fig. 28 e Fig. 29 são resultados de uma simulação usando as equações aqui deduzidas e as de Sokal, respectivamente. A frequência da simulação é de 100 MHz e o factor de qualidade do filtro da malha de saída,  $Q_L = 20$ . Foi utilizado um *switch* ideal para a simulação, pois o interesse foca-se no estudo da malha de saída.

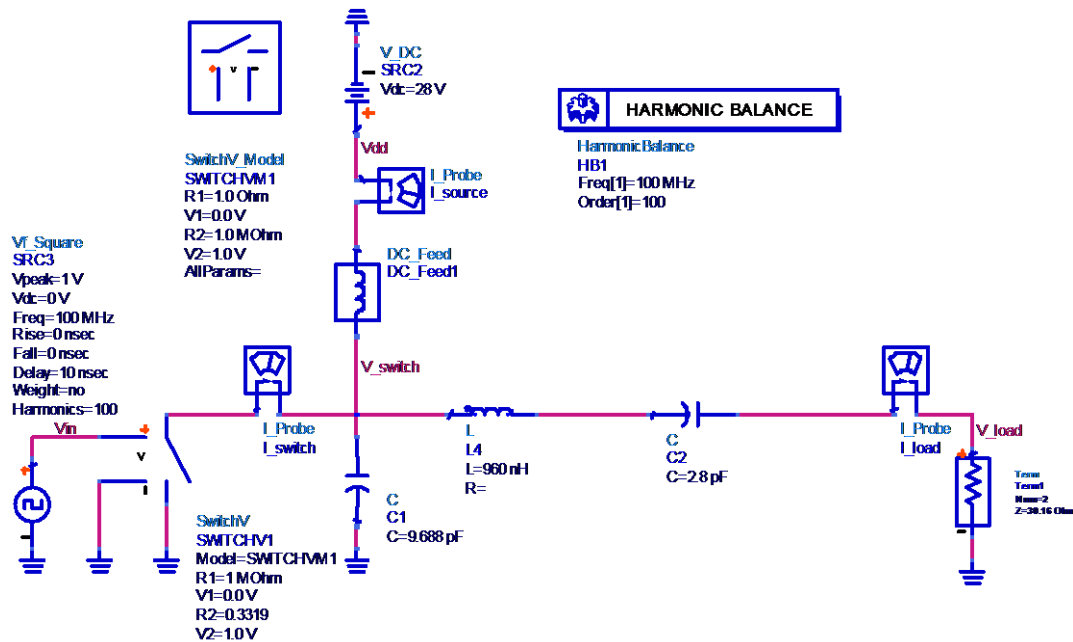


Fig. 27 - Malha de saída apresentada por Nathan e Alan Sokal.

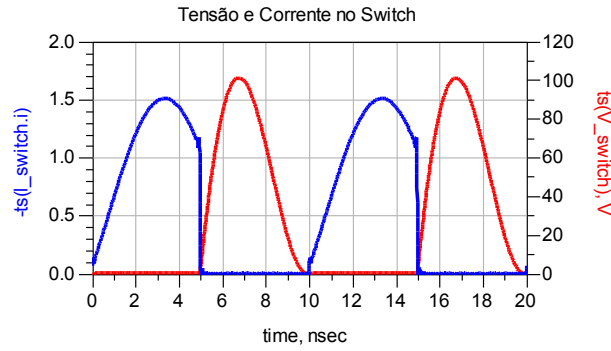


Fig. 28 - Onda de Tensão e Corrente de dreno usando a equação (3.61).

Como se pode observar pela figura acima, a malha possibilita o desfasamento total das duas formas de onda. Os resultados da figura que se segue mostram o desempenho da mesma malha, simulada nas mesmas condições, mas com a equação dada por A. Sokal e N. Sokal no cálculo do valor de C2, (3.54).

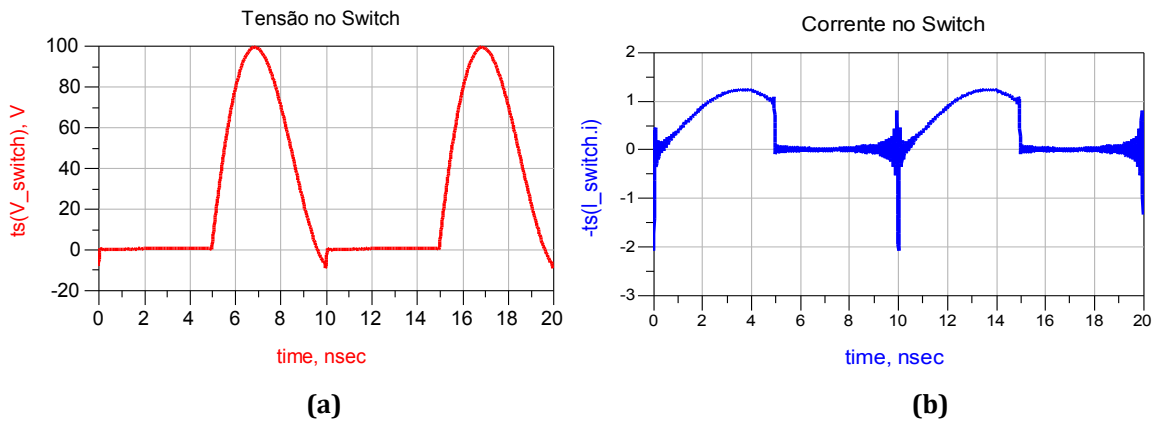


Fig. 29 - Onda de Tensão (a) e Corrente (b) de dreno, usando (3.54).

Pode-se ver que não se verificam as condições ótimas de funcionamento para este caso (ZVS e ZsVS).

### 3.4 – Amplificador Classe E com uma bobina e um condensador

Trata-se de uma das configurações mais básicas do amplificador classe E, Fig. 30. Aqui, a indutância  $L$  não possui reactância infinita, mas sim definida de acordo com a equação (3.63). É constituída, simplesmente, por um condensador *shunt* (o do

transístor, tal como na configuração anterior), por uma bobina, um *DCBlock* e uma carga resistiva, resultando numa malha representada por uma equação diferencial de segunda ordem, Fig. 31 (a).

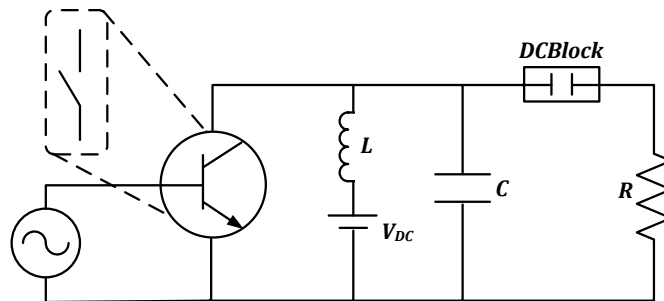


Fig. 30 - Classe E com um Condensador e uma bobina.

As condições de funcionamento óptimo mantêm-se. O transístor é um *switch* ideal,  $C$  é linear, *duty cycle* de 50%, etc. No instante imediatamente antes do *switch-on* verificam-se as condições definidas por (3.9) e (3.10). As equações que proporcionam o funcionamento em classe E são dadas por [25]:

$$C = 1.025 \frac{1}{\omega R} \quad (3.62)$$

$$L = 0.41 \frac{R}{\omega} \quad (3.63)$$

$$R = 1.394 \frac{V_{CC}^2}{P_{LOAD}} \quad (3.64)$$

O factor de qualidade da malha de saída é definida por

$$Q = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.65)$$

Para um  $Q$  muito elevado, a onda apresenta oscilações e para um  $Q$  muito baixo, esta não consegue o ZVS, Fig. 31 (linha tracejada). Para o correcto valor de  $Q$ , Fig. 31 (linha contínua), verificam-se as condições de funcionamento sem perdas, que permite o desfaseamento total das ondas de tensão e corrente de dreno, (3.9) e (3.10).

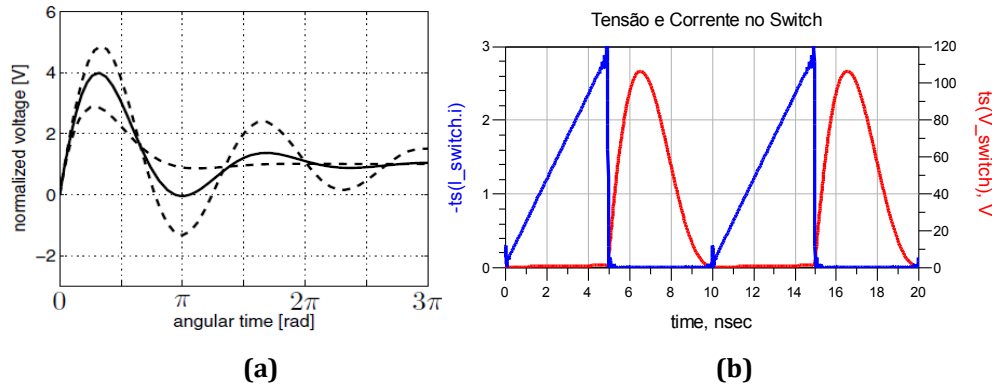


Fig. 31 – (a) – Forma de onda de tensão de dreno com diferentes  $Q$  modificado de [27]; (b) – Formas de onda de Tensão e Corrente de dreno, simuladas no ADS.

As amplitudes de tensão e corrente de dreno atingem, respectivamente, os seguintes valores [25]:

$$V_{MAX} = 3.849 \cdot V_{CC} \quad (3.66)$$

$$I_{MAX} = 4 \cdot I_{DC} \quad (3.67)$$

Note-se que a malha de saída desta topologia não permite a supressão das harmónicas, de modo que estas terão efeito na forma de onda de saída, impedindo que seja uma sinusóide pura. Em [25], é dito que, a razão entre a potência à segunda harmónica e a fundamental é de 0.3156. Entre a terceira harmónica e a fundamental, por sua vez, de 0.0405.

### 3.5 – Amplificador Classe E Subharmónico

Esta configuração é muito semelhante a que foi usada para a explicação do funcionamento de um amplificador classe E, Fig. 32, com a discordância da bobina de indutância finita no dreno do dispositivo activo em paralelo com o condensador *shunt*, que ressoam à metade da frequência fundamental [25].

$L_0$  e  $C_0$  formam um filtro ressonante à frequência fundamental. Para tornar a malha indutiva é-lhe adicionada uma bobina de indutância  $L_X$ .

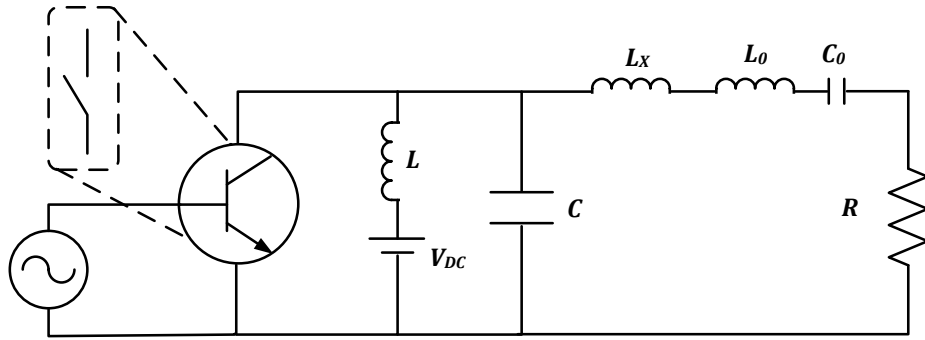


Fig. 32 - Circuito amplificador classe E sub-harmônico.

O princípio de funcionamento é idêntico ao anterior. As equações que determinam a eficiência máxima são dadas por:

$$C = 0.212 \frac{1}{\omega R} \quad (3.68)$$

$$L = 18.9 \frac{R}{\omega} \quad (3.69)$$

$$R = 0.635 \frac{V_{CC}^2}{P_{LOAD}} \quad (3.70)$$

$$L_X = 1.058 \frac{R}{\omega} \quad (3.71)$$

Após a atribuição dos valores aos componentes segundo as equações anteriores, simulou-se o circuito e os resultados mais uma vez comprovam o funcionamento em classe E.

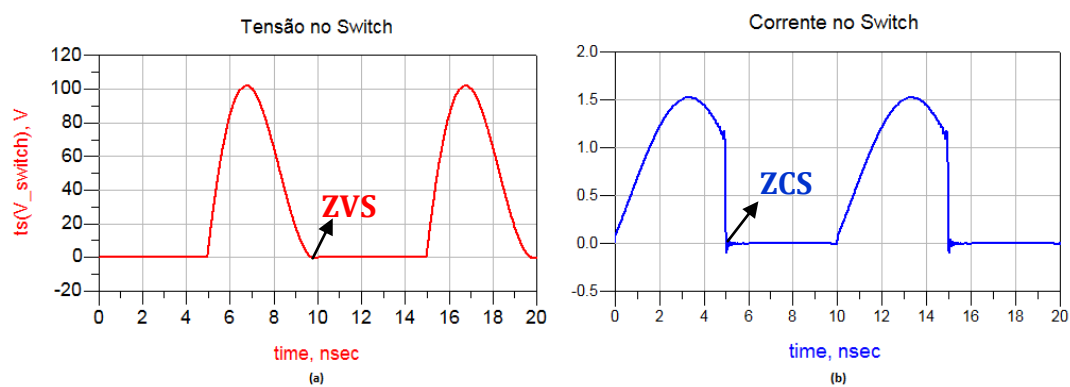


Fig. 33 - Tensão e corrente no Switch, (a) e (b) respectivamente.

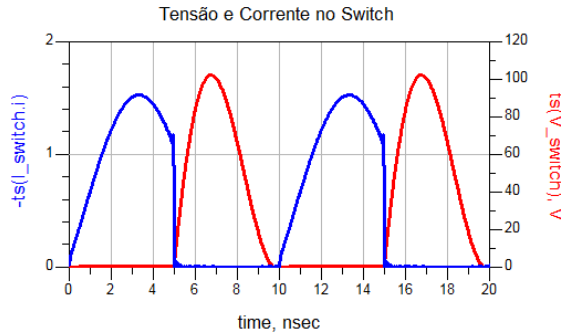


Fig. 34 - Tensão e Corrente no Switch.

A tensão e corrente máximas de dreno são dadas, respectivamente, pelas seguintes equações:

$$V_{MAX} = 3.571 \cdot V_{CC} \quad (3.72)$$

$$I_{MAX} = 2.843 \cdot I_{DC} \quad (3.73)$$

Em [25], pode-se encontrar outras configurações do amplificador classe E que, apesar de estudadas não são aqui referenciadas.

### 3.6 – Amplificador Classe E com uma bobina em série e um condensador em paralelo

O circuito classe E da Fig. 35 tem na sua constituição, uma bobina em série e um condensador em paralelo (para além do condensador do transístor), *RFChoke*, *DCBlock*, e uma carga resistiva.

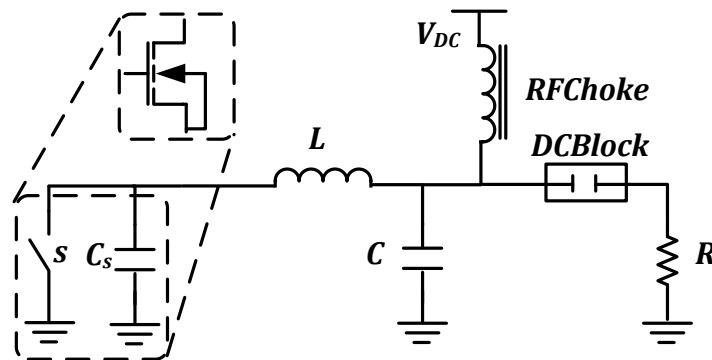


Fig. 35 - Circuito Classe E com L em série e C em paralelo.

À frequência fundamental, *RFChoke* e *DCBlock* não têm nenhuma influência e, portanto, a impedância vista por  $C_s$  é dada por:

$$Z_{net1} = j\omega L + \frac{R}{1 + j\omega RC} \quad (3.74)$$

Igualando a equação anterior à expressão definida por (3.1), obtém-se:

$$L = \frac{0.28015}{\omega^2 C_s} \left( \sin(49.0524^\circ) + \cos(49.0524^\circ) \cdot \sqrt{\frac{\omega RC_s}{0.28015 \cdot \cos(49.0524^\circ)} - 1} \right) \quad (3.75)$$

$$C = \frac{1}{\omega R} \sqrt{\frac{\omega RC_s}{0.28015 \cdot \cos(49.0524^\circ)} - 1} \quad (3.76)$$

Ao contrário da configuração tradicional, Fig.19, aqui, a carga, a frequência de operação e o condensador *shunt* podem ser independentemente escolhidos [24].

### **3.7 – Amplificador Classe E com Linhas de Transmissão**

Na prática, para elevadas frequências, nomeadamente RF e MF, é preferível o uso de linhas de transmissão em vez dos componentes concentrados devido à melhor implementação, melhor performance, menos perdas e efeitos de elementos parasitas [25]. Garante-se as mesmas condições de funcionamento, isto é, supressão harmónica e imposição da impedância  $Z_{net1}$  à frequência fundamental.

A bobina em série e o condensador em paralelo, Fig. 35, são equivalentes às linhas de transmissão da Fig. 36. A bobina é representada por uma linha em série e o condensador por uma linha em paralelo terminada em aberto. Essas têm EL (*Electrical Length*)  $\lambda/4$ , logo proporcionam inversão de impedâncias. Assim, l1 e l2 precisam de um EL de  $30^\circ$  à frequência fundamental, para que o C.A no terminal de l2 possa ser um C.C na outra extremidade, à frequência  $3 \cdot f_0$ . A linha l1, por sua vez, transforma o C.C num C.A na extremidade ligada ao  $C_s$ . Da mesma maneira, as linhas l3 e l4 garantem que à frequência  $2 \cdot f_0$  a impedância vista por  $C_s$  é um C.A. Para isso necessitam de um EL de  $45^\circ$ .

Após garantir C.A às harmônicas, são adicionadas ao circuito, as linhas l5 e l6, responsáveis pela imposição da impedância indutiva  $Z_{net1}$  à frequência fundamental.

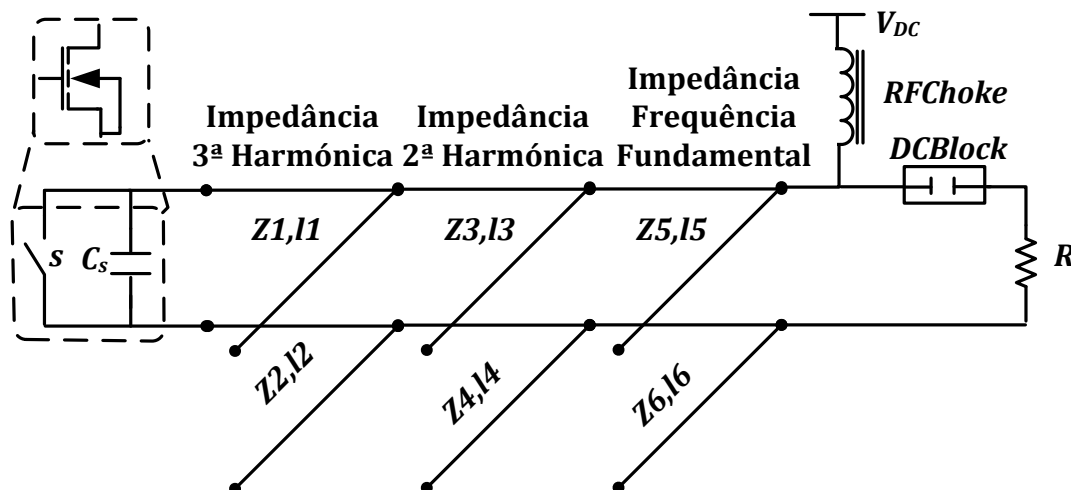


Fig. 36 - Circuito classe E com linhas de Transmissão.

A malha da figura seguinte faz a supressão das primeiras cinco harmônicas mantendo a impedância  $Z_{net1}$  à frequência fundamental. Foi elaborada usando as linhas de transmissão ideais (TLINES) do ADS.

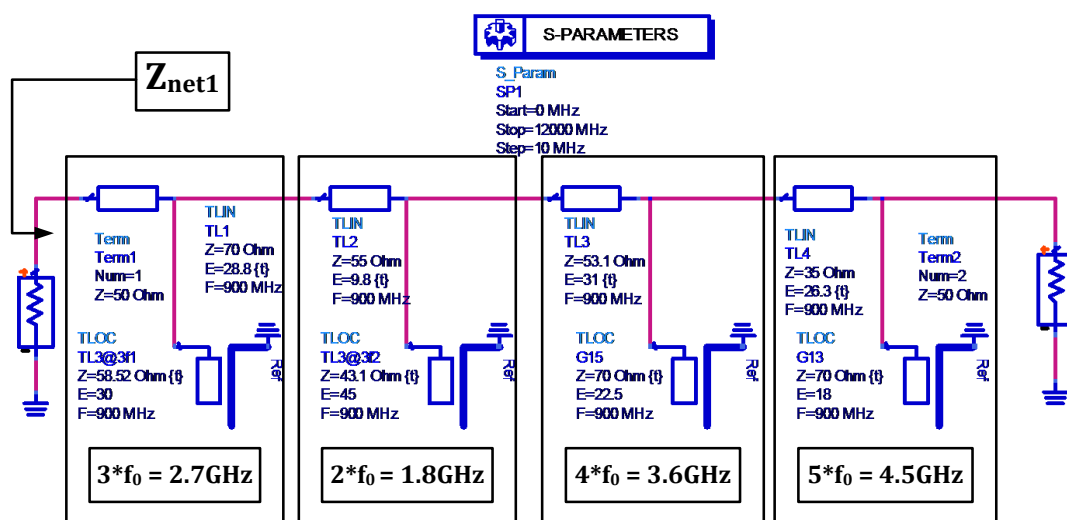


Fig. 37 - Malha de Saída com TLINES

Após garantir as impedâncias desejadas, Fig. 38, substitui-se a malha de saída com componentes concentrados pela malha com linhas de transmissão ideais, Fig. 27.



Os resultados encontram-se na Fig. 39 e comprovam o funcionamento da malha desenvolvida.

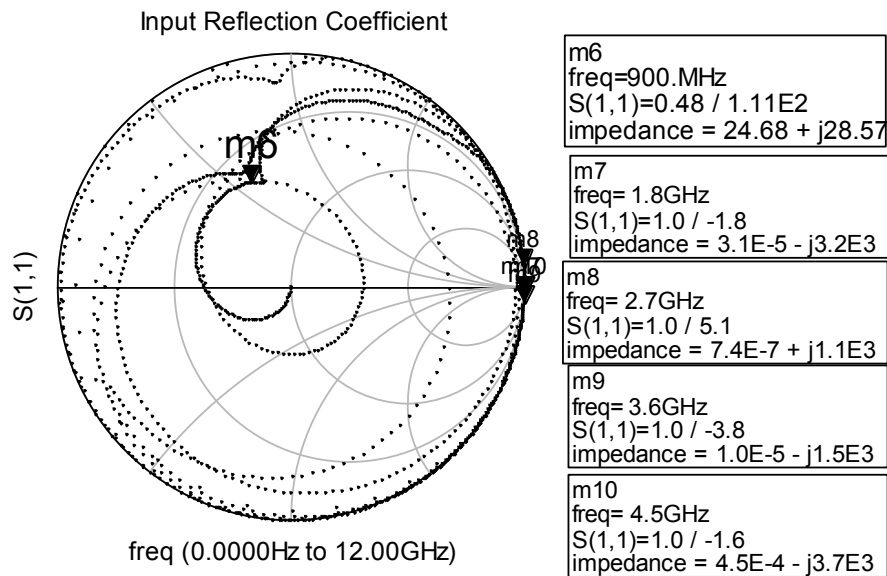


Fig. 38 - Impedância da malha de carga para a Classe E implementada.

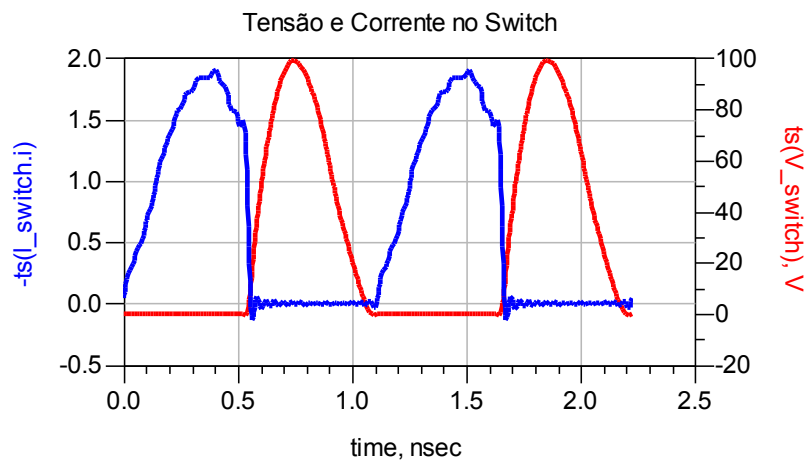


Fig. 39 - Ondas de tensão e corrente no switch usando linhas de transmissão.

### 3.8 – Perdas no Amplificador Classe E

A configuração clássica, Fig. 19, com a malha de saída projectada de acordo as equações deduzidas, oferece, em teoria, uma eficiência de 100%. Entretanto, na prática, tal eficiência é impossível de atingir, especialmente pelas perdas que ocorrem no dispositivo activo. São elas a dissipação de potência na resistência de condução, a comutação não instantânea e a tensão de saturação que impede o ZVS [26].

A figura que se segue representa o modelo que quantifica as referidas perdas.

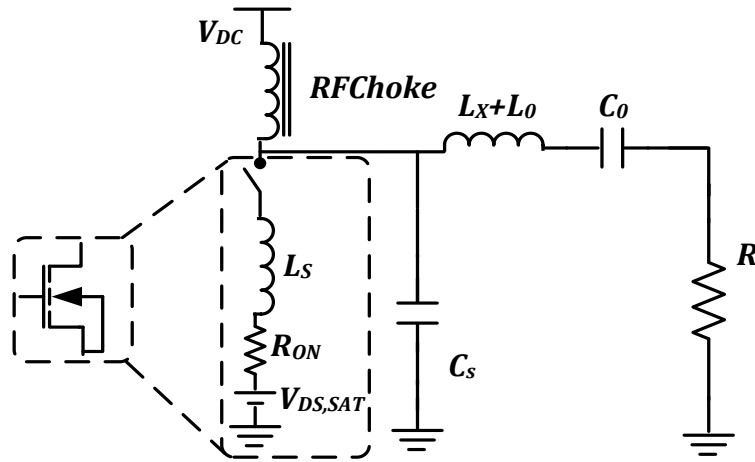


Fig. 40 - Circuito Classe E que visa as perdas no transístor.

Quando não ocorre ZVS, isto é, a tensão no dreno do dispositivo activo na transição de *off-to-on* não atinge o valor zero, é armazenado no condensador *shunt*,  $C_s$ , a energia dada pela expressão (2.12). Esta energia é dissipada na resistência de condução,  $R_{ON}$ , na próxima transição. Logo, sendo isso inevitável, é preferível que esta possua o valor mais baixo possível. Recorrendo à simulação da Fig. 27, aumentou-se a essa resistência, cerca de  $5\Omega$ , e o resultado consiste numa sobre-elevação da onda de tensão que se vai sobrepor à da corrente, resultando em dissipação de potência, Fig. 41.

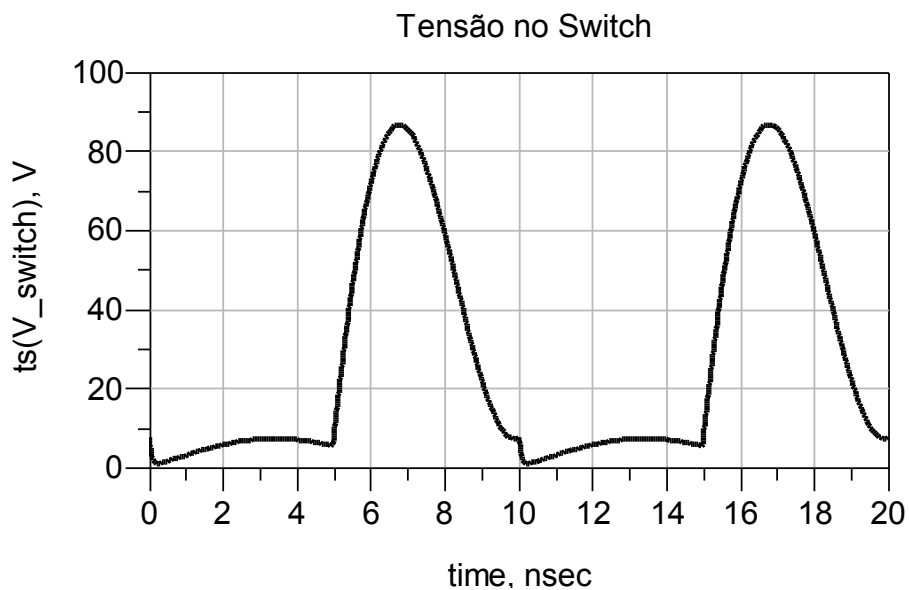


Fig. 41 - Efeito da resistência de condução do transístor.

As perdas na transição de *on-to-off* são muito mais significativas dos que as de *off-to-on*, [26]. O facto de não ocorrer ZsCs, devido à abertura instantânea do *switch*, resulta em sobreposição das duas ondas.

Outra fonte de perdas incide nas indutâncias e capacidades parasitas do encapsulamento do transístor, Fig. 42.

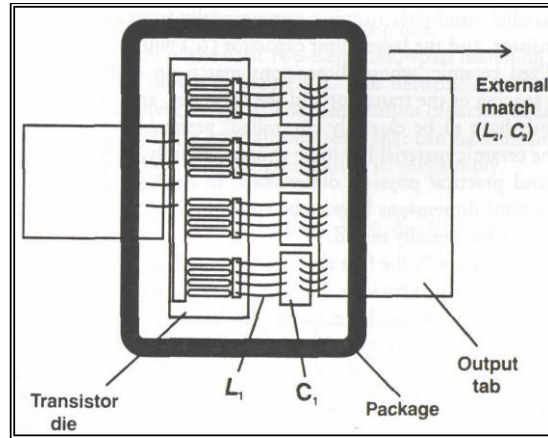


Fig. 42 - Estrutura do package de um transístor, retirado de [28].

Considerando que  $L_S$  da Fig. 40 representa a indutância total, esta armazena uma energia de  $\frac{1}{2} L_S i_{off}^2$ , que se dissipa após o *switch-off*, segundo a expressão:

$$P_{dL} = \frac{1}{2} \cdot L_S \cdot i_{off}^2 \cdot f \quad (3.77)$$

onde  $f$  é a frequência de operação.

O *RFChoke* situado no dreno do transístor não é ideal. Apresenta uma pequena resistência que, naturalmente, origina dissipação de potência:

$$P_{dRFC} = R_{RFC} \cdot I_{DC}^2 \quad (3.78)$$

Onde  $I_{DC}$  é a corrente proveniente da fonte de alimentação.

---

## ***CAPÍTULO IV***

### ***PROJECTO DO AMPLIFICADOR EM CLASSE E***

---

Neste capítulo são apresentados todos os passos dados no projecto de um amplificador classe E. Para além disso, é justificada a escolha dos transístores baseados na tecnologia GaN HEMT como os eleitos para a sua execução, quando comparados com os restantes semicondutores.

#### ***4.1 - Escolha e estudo do dispositivo activo***

Após a invenção do transístor, em 1947, o silício (*Si*) tornou-se no semicondutor escolhido para o seu fabrico por apresentar vantagens como facilidade de utilização, grande abundância e baixo custo. Cerca de dez anos mais tarde surgiu o GaAs (*Gallium Arsenide*) que, apesar de mais difícil fabrico e maiores custos, apresenta melhor desempenho, dado que permite velocidades até cinco vezes superiores quando comparados com o silício, facilitando assim a operação a frequências mais elevadas. Este apresenta ainda a vantagem de menor consumo de potência, tornando-se ideal para os sistemas de telecomunicações modernos onde se exigem equipamentos mais leves e de menores dimensões [3].

Após os BJTs (*Bipolar Junction Transistors*), os MOSFETs (*Metal Oxide Silicon Field Effect Transistors*) e os LDMOS (*Laterally Diffused MOS*), aparecem então os transístores baseados em Arseneto de Gálio como os GaAs MESFET (*Metal Semiconductor FET*), HFET (*Heterojunction FET*), HBT (*Heterojunction Bipolar Transistor*), etc. Estes, para além de mais rápidos que os anteriores, são mais potentes e eficientes.

Mais tarde surgem os SiC MESFET (*Silicon Carbide MESFET*) e os GaN HEMT, que contam com maior mobilidade dos electrões e maior tensão de *breakdown* [3].

#### 4.1.1 - GaN HEMT (*Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor*)

O Gálio é hoje um semiconductor de grande importância para a indústria electrónica, com particular incidência na área das telecomunicações [29]. A figura que se segue mostra o comportamento do GaN HEMT relativamente ao GaAs HEMT e aos transístores fabricados com Si e SiC.

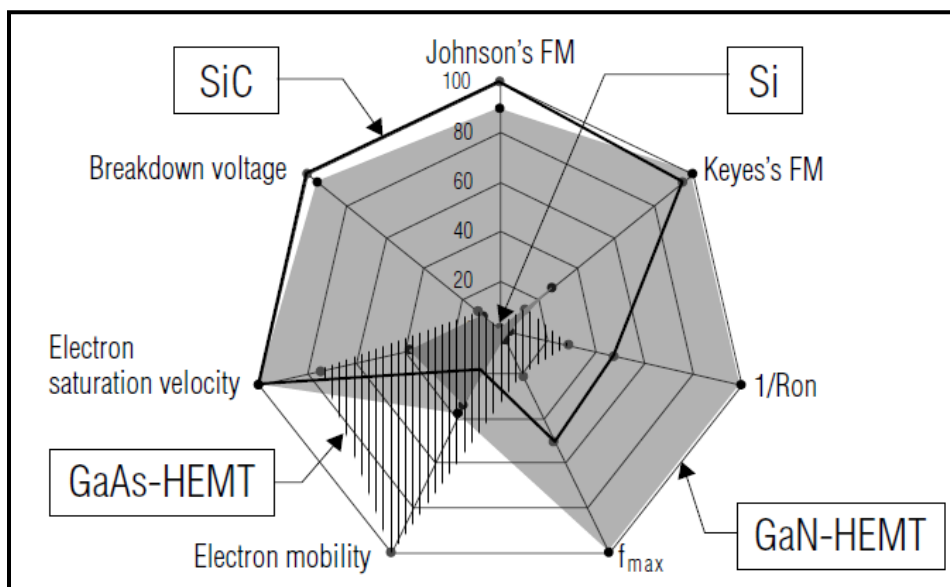
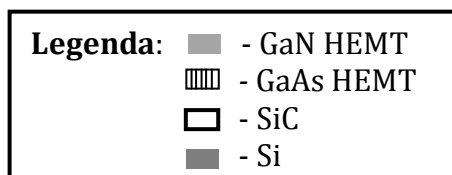


Fig. 43 - Diagrama de desempenho dos transístores baseados nas diferentes tecnologias, retirado de [30].



É notório o predomínio do SiC MESFET e do GaN HEMT. Como aponta o gráfico, estes são os mais indicados para altas frequências, possuem maior velocidade de saturação dos electrões, tensão de disrupção muito elevada, resistência de condução muito baixa e ainda uma maior mobilidade dos electrões. Viu-se no capítulo

anterior que as características acima mencionadas são essenciais para o óptimo funcionamento do amplificador em classe E, onde são exigidos transístores rápidos e com elevada tensão de *breakdown*.

Do gráfico da Fig. 43 vê-se que os SiC MESFETs e os GaN HEMTs encontram-se muito bem classificados segundo os factores de mérito de Johnson e Keyes. Tais factores caracterizam o desempenho dos semicondutores nos transístores. O factor de mérito de Johnson é definido por

$$JFOM = \frac{E_B^2 v_s^2}{4\pi^2} \quad (4.1)$$

onde  $E_B$  é o campo eléctrico crítico para o *breakdown* e  $v_s$  é a velocidade de saturação dos electrões. O factor de mérito de Keyes, por sua vez, é dado por

$$KFOM = k \sqrt{\frac{c \cdot v_s}{4\pi \epsilon_s}} \quad (4.2)$$

onde  $k$  é a condutividade térmica,  $c$  a Velocidade da luz e  $\epsilon_s$  a constante dieléctrico estático.

Olhando para a estrutura transversal de um transístor de GaN HEMT, apresentada na Fig. 44, pode-se ver que este é constituído por:

- Substrato de SiC;
- GaN;
- 2DEG (*Two Dimensional Electron Gas*);
- AlGaN (*Alluminium Gallium Nitride*);

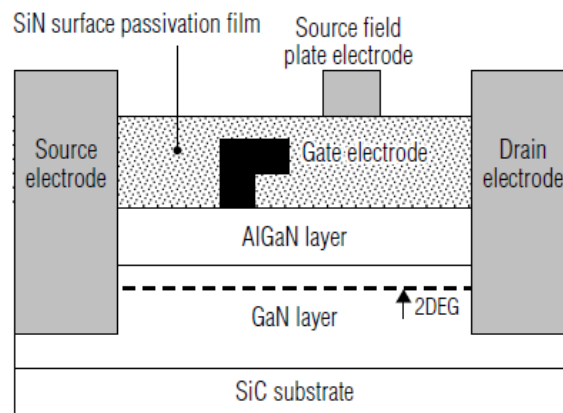


Fig. 44 - Estrutura Transversal de um transístor GaN HEMT, retirado de [30].

✓ A concentração de *2DEG*, que se forma entre as camadas de AlGaN e GaN, é cerca de dez vezes maior que no Silício [30], proporcionando uma maior corrente de dreno e, conseqüentemente, maior potência de saída.

✓ A velocidade de saturação do electrão no Nitreto de Gálio é cerca de duas vezes maior que no Silício, tornando-o assim mais adequado para operações a frequências mais elevadas.

✓ A tensão de disrupção do campo eléctrico é cerca de dez vezes maior que a do Silício, proporcionando assim uma maior tensão de *breakdown* ao transistor.

Trata-se, portanto, de uma tecnologia benéfica para o fabrico de amplificadores de potência de alta eficiência. Já foram conseguidas potências de saída superiores a 10W, para frequências de microondas, com PAE de 85%, [31].

#### 4.1.2 – Estudo do transistor GaN HEMT utilizado (CGH35015)

O dispositivo utilizado foi fabricado visando aplicações na tecnologia WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), *standard* 802.16. Apresenta características como ganho e eficiência muito elevados numa largura de banda relativamente grande. A tabela que se segue mostra algumas características importantes retiradas do *datasheet* (em anexo) fornecida pelo fabricante (CREE).

Tabela 3 - Características do CGH35015

Parameter	Symbol	Rating	Units
Drain-Source Voltage	$V_{DS}$	84	Volts
Gate-to-Source Voltage	$V_{GS}$	-10, +2	Volts
Power Dissipation	$P_{DSS}$	7	Watts
Storage Temperature	$T_{STG}$	-55, +150	°C
Operating Junction Temperature	$T_J$	225	°C
Maximum Forward Gate Current	$I_{GMAX}$	4.0	mA
Soldering Temperature <sup>1</sup>	$T_S$	245	°C

Como se pode ver da Tabela 3, a potência máxima que pode ser dissipada no transistor é de 7W. Pode-se ver ainda que o dispositivo tem a capacidade de operar a temperaturas muito elevadas.

A Tabela 4 mostra outras características importantes, medidas à temperatura ambiente (25°C), para a correcta utilização do dispositivo.

Tabela 4 - Características DC do CGH35015

Characteristics	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
<b>DC Characteristics<sup>1</sup></b>						
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	-3.8	-3.3	-2.3	VDC	$V_{DS} = 10\text{ V}$ , $I_D = 3.6\text{ mA}$
Gate Quiescent Voltage	$V_{GS(Q)}$	-	-3.0	-	VDC	$V_{DS} = 28\text{ V}$ , $I_D = 60\text{ mA}$
Saturated Drain Current	$I_{DS}$	2.4	2.7	-	A	$V_{DS} = 6.0\text{ V}$ , $V_{GS} = 2.0\text{ V}$
Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{(BR)DSS}$	84	100	-	VDC	$V_{GS} = -8\text{ V}$ , $I_D = 3.6\text{ mA}$
<b>RF Characteristics<sup>2,3</sup> (<math>T_c = 25^\circ\text{C}</math>, <math>F_o = 3.5\text{ GHz}</math> unless otherwise noted)</b>						
Small Signal Gain	$G_{SS}$	10.5	12	-	dB	$V_{DD} = 28\text{ V}$ , $I_{DQ} = 100\text{ mA}$

Na implementação do circuito classe E deve-se ter especial atenção à tensão que o dreno do transistor está sujeito. Tal tensão nunca pode ultrapassar a tensão de disrupção do dispositivo pois pode causar a sua destruição.

Na Fig. 45 encontram-se as curvas características  $I_{DS}$  em função do  $V_{DS}$  do transistor CGH35015. Como se pode ver, a corrente máxima disponibilizada pelo dispositivo é de 2.6 A, para uma tensão de joelho,  $V_{knee}$ , de 6 V.

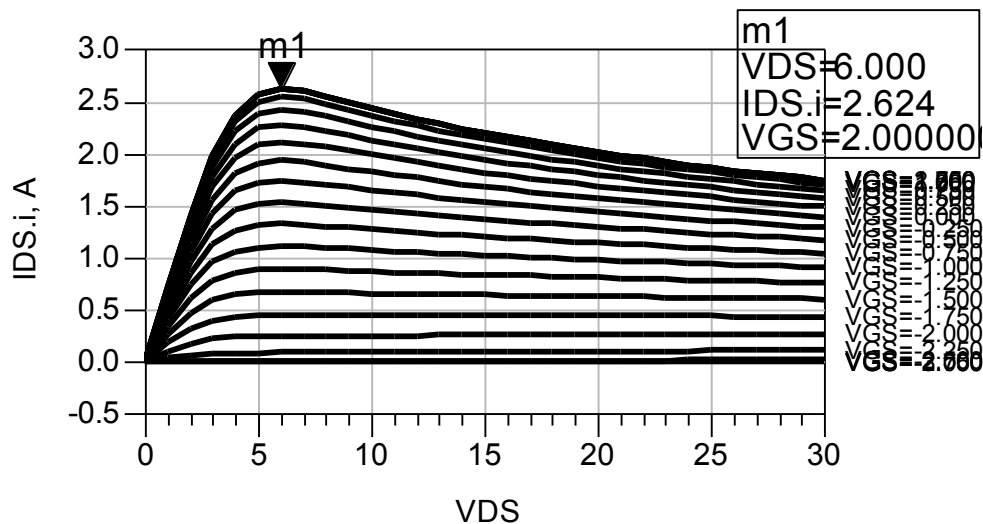


Fig. 45 - Curvas características  $I_{DS}$  vs  $V_{DS}$  do CGH35015

Conforme mencionado nos capítulos anteriores, nesta classe de amplificadores o transistor opera entre o corte a saturação. Assim, fez-se uma simulação  $I_{DS}$  em



função de  $V_{GS}$  de modo a ter conhecimento de tais regiões para o dispositivo em questão, Fig. 46.

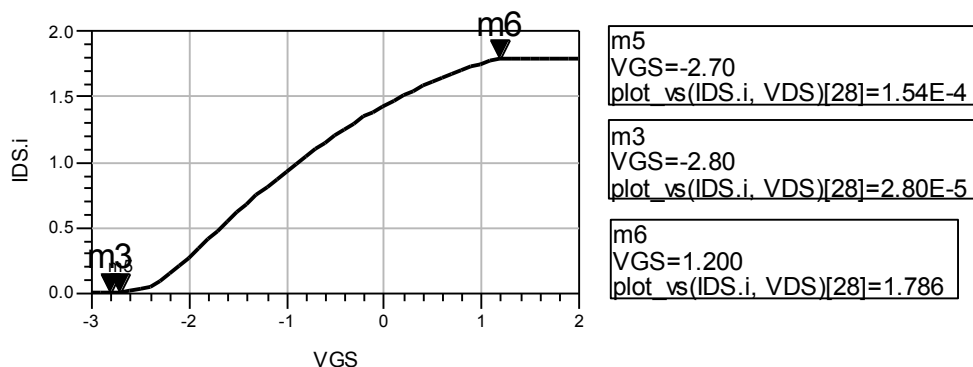


Fig. 46 - Curvas características  $I_{DS}$  em função do  $V_{GS}$  do CGH35015.

Como o transistor começa a conduzir para uma tensão de gate de aproximadamente -2.7 V, este foi polarizado com -2.8 V, portanto, na zona de corte. Pode-se ver da Fig. 46 que a partir de  $V_{GS} = 1.2$  V, para uma tensão de dreno de 28 V, qualquer tensão na entrada da *gate* do dispositivo oferece a corrente máxima de 1.78 A.

Outra vantagem dos transístores baseados em Nitreto de Gálio é a sua baixa capacidade de saída, Tabela 5. Foi visto que quanto maior o valor de  $C_{DS}$ , maior será o tempo de carga e descarga do respectivo condensador, dificultando assim o *switching*.

Tabela 5 - Capacidade de saída do CGH35015

Dynamic Characteristics						
Input Capacitance	$C_{GS}$	–	5.00	–	pF	$V_{DS} = 28$ V, $V_{GS} = -8$ V, $f = 1$ MHz
Output Capacitance	$C_{DS}$	–	1.32	–	pF	$V_{DS} = 28$ V, $V_{GS} = -8$ V, $f = 1$ MHz
Feedback Capacitance	$C_{GD}$	–	0.43	–	pF	$V_{DS} = 28$ V, $V_{GS} = -8$ V, $f = 1$ MHz

## 4.2 - Malha de Polarização

A malha de polarização deve impedir a passagem de qualquer parcela de sinal RF para a fonte de alimentação. Pretende-se ainda que possibilite a passagem apenas da componente DC para o circuito, filtrando quaisquer outras frequências.

Numa primeira fase recorreu-se ao *radial stub* para o cumprimento de tais objectivos. O substrato usado foi o Arlon, cujas especificações são:

- Permittividade relativa: 3.38;
- Altura do substrato: 0.762 mm;
- Altura do condutor: 0.035 mm;
- Tangente de perdas: 0.0025.

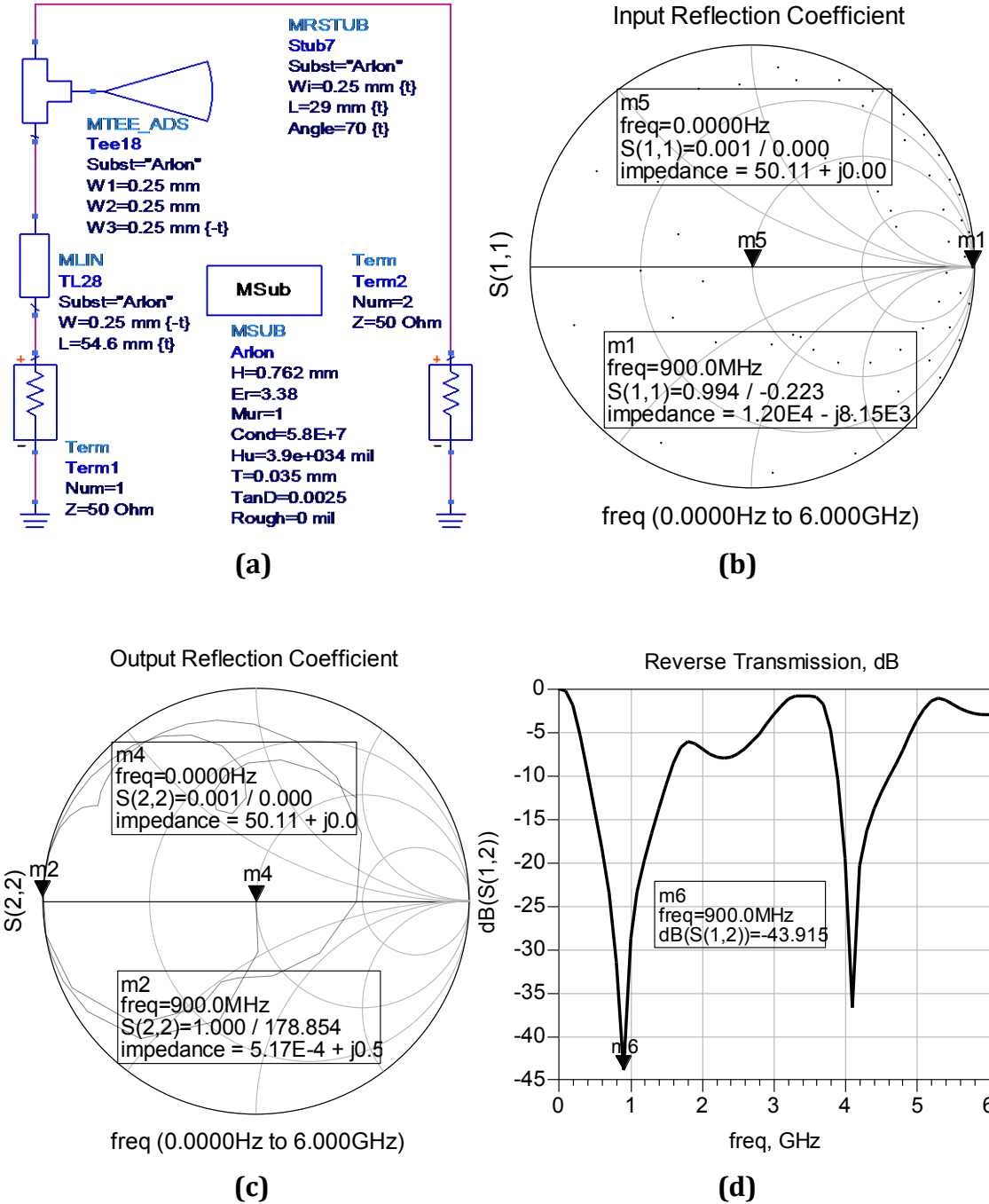


Fig. 47- (a) – Malha de Polarização com *Radial Stub*; (b) – S11; (c) – S22; (d) – S12.

Como se pode ver pelo gráfico do S11, Fig. 47 (b), à frequência fundamental, tem-se um C.A. Assim é garantido que nenhum sinal RF viaja para a fonte de alimentação. O S22 indica, por sua vez, que toda a potência proveniente da fonte de alimentação é entregue ao circuito, pois encontra-se adaptado. Pode-se ver, através do S12, que o circuito não recebe qualquer componente RF para a frequência de trabalho. Tem-se uma atenuação superior a 40 dB's.

Apesar do *radial stub* cumprir com as especificações mencionadas, este apresenta dimensões relativamente grandes para a frequência da aplicação. A baixa permitividade do substrato contribui directamente para o aumento das dimensões do *radial stub*. De modo que se recorreu a um condensador para satisfazer as mesmas exigências, Fig. 48.

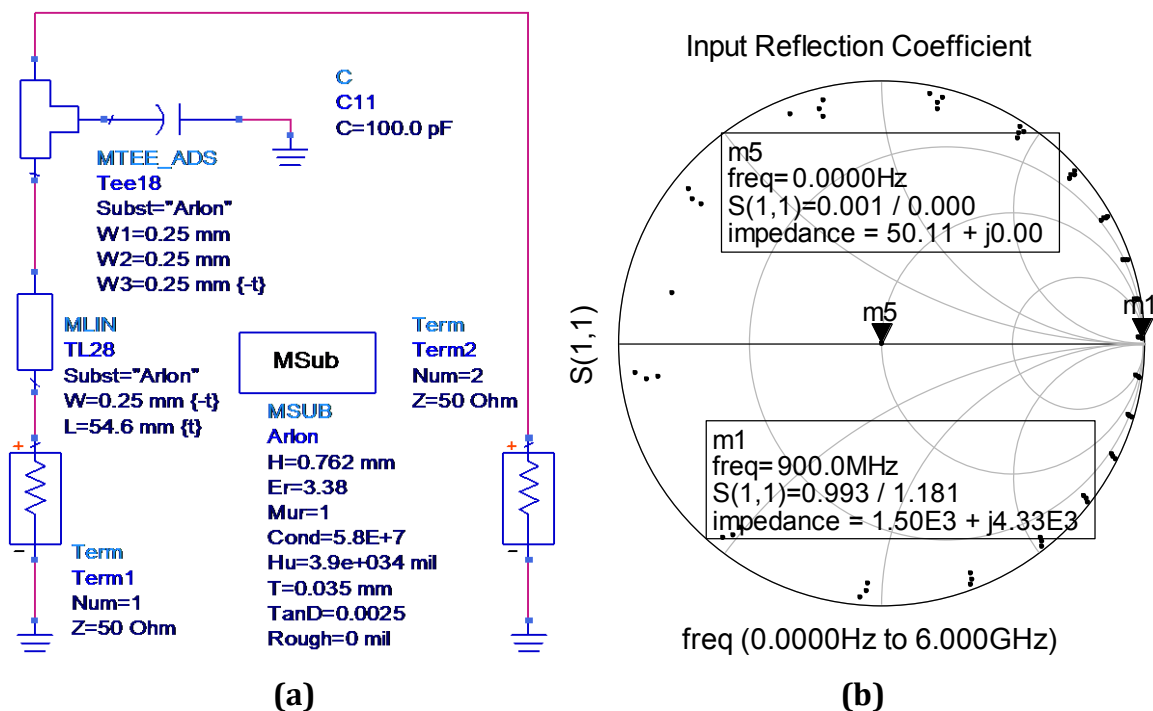


Fig. 48 – (a) – Malha de Polarização com Condensador; (b) – S11.

Os resultados, quando recorrendo ao condensador, são muito próximos dos obtidos com o *radial stub*, Fig. 48. Apesar de não se obter o C.C perfeito, o valor fica muito próximo de tal, Fig. 49 (a).

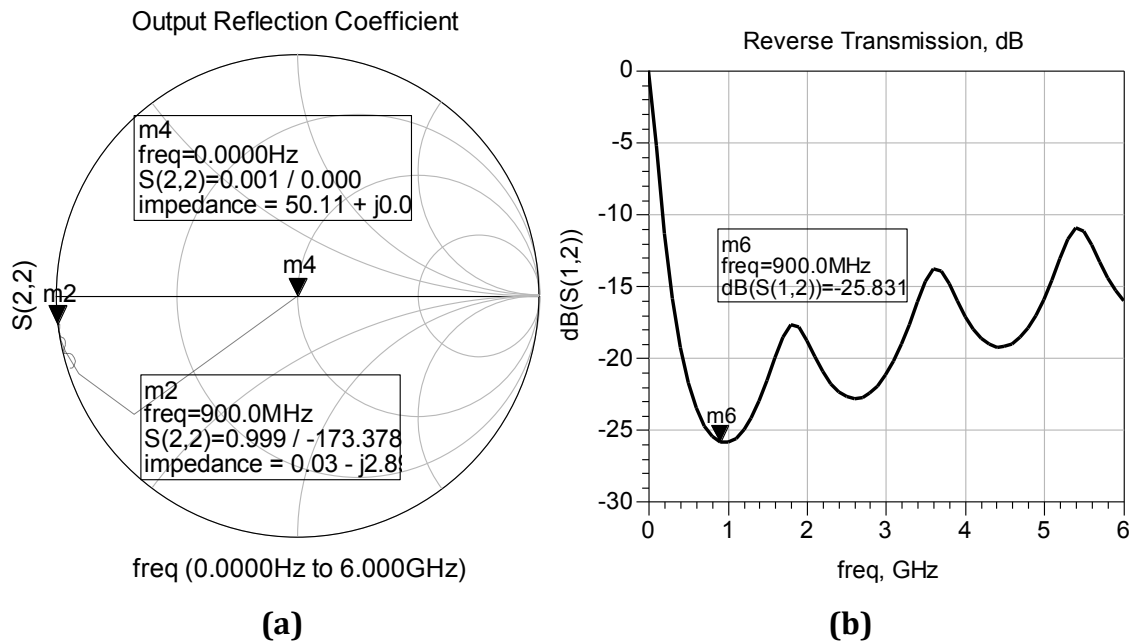


Fig. 49 - (a) -S22; (b) - S12.

Para completar a malha de polarização do circuito adiciona-se, por fim, a fonte de alimentação e os condensadores de desacoplamento. As tensões de gate e de dreno utilizadas são:

- Tensão de *gate*: -2.8 V;
- Tensão de dreno: 28 V.

A tensão da *gate* é escolhida de modo que proporcione o funcionamento entre o corte e o tríodo (saturação para o caso do BJT). Tendo completada a malha de polarização, foi vez de incluí-la na malha de saída e realizar o controlo harmónico.

### 4.3 - Malha de Saída

A malha de saída foi projectada da mesma forma que no Capítulo III. Desta vez, recorrendo ao substrato Arlon e incluindo a malha de polarização no circuito, Fig. 50.



Trata-se do ponto mais relevante deste trabalho, onde se pretende uma boa supressão harmónica, mantendo a impedância  $Z_{net1}$  à frequência fundamental. Daí ter sido a fase mais delicada e duradoura.

O modo de procedimento para a realização da malha de saída é relativamente simples. Depois de dar os passos necessários para a supressão harmónica com linhas ideais, passar para o substrato, no ADS, foi feito recorrendo à ferramenta *LineCalc* para determinar as novas dimensões. Claro que ao passar das *TLINES* para as *MLINES*, (*Microstrip Lines*) as impedâncias não coincidem. De modo que se teve de fazer o *tunning* para aproximar as impedâncias, relativas às harmónicas, do C.A, Fig. 51. Além disso, a influência que uma impedância à uma harmónica tem sobre à outra, obriga que se tenha de recorrer a este método para o ajuste.

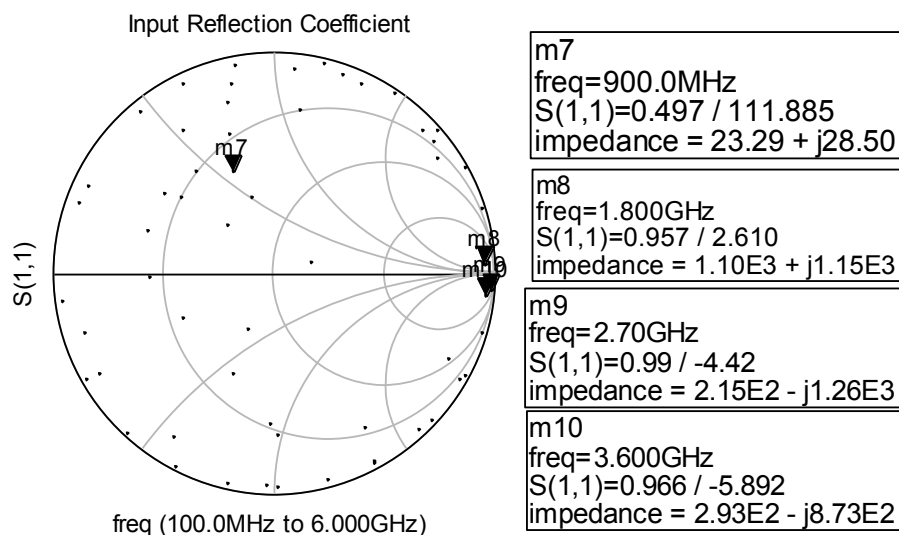


Fig. 51 - Impedância da malha de saída à frequência fundamental e às harmónicas.

Fez-se então uma simulação dos parâmetros S para garantir que a impedância de entrada da malha de saída é  $Z_{net1} = 24.60 + j28.35$  à frequência fundamental e perto do circuito aberto às harmónicas. Como se pode ver pela Fig. 51, conseguiu-se uma boa supressão até à quarta harmónica. Verificou-se que conforme se aumentava a frequência, mais difícil era o controlo da supressão harmónica.

#### 4.4 - Malha de entrada

A malha de entrada tem como principal objectivo a adaptação do circuito de modo que ocorra a máxima transferência de potência da fonte para o dispositivo activo. A primeira versão elaborada encontra-se na Fig. 52 e cumpre com a especificação acima referida.

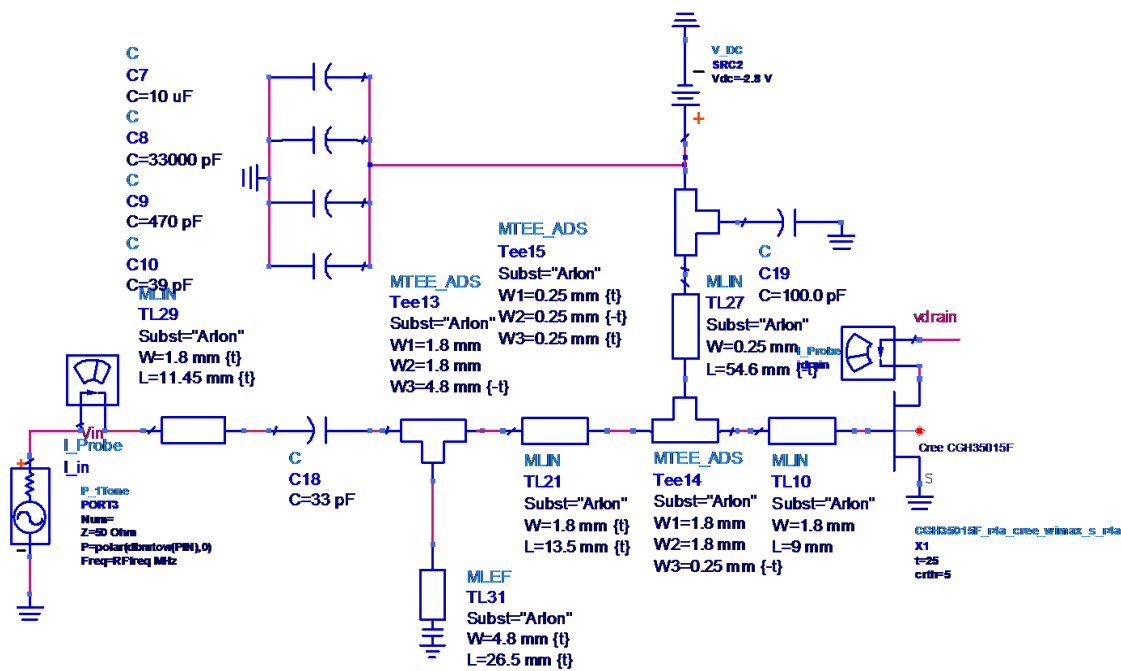


Fig. 52 - Malha de Entrada, primeira versão.

#### 4.5 - Factores de Mérito e análise de Estabilidade do PA

Após juntar a malha de entrada à malha de saída, verificou-se qual a eficiência máxima que o amplificador era capaz de obter. Na Fig. 53 encontram-se os factores de mérito que demonstram o seu desempenho. Como se pode ver, o circuito apresenta bons resultados ao nível de ganho e PAE. Entretanto algumas variações bruscas nas formas de onda dos factores de mérito apontam para uma possível instabilidade, apesar da simulação dos parâmetros S ter indicado o contrário. Ora, os parâmetros S são uma representação linear para baixo sinal. Tratando-se de sinais relativamente

grandes, convém fazer uma análise LSSP (*Large Signal S-Parameters*) para se certificar que o circuito é realmente estável.

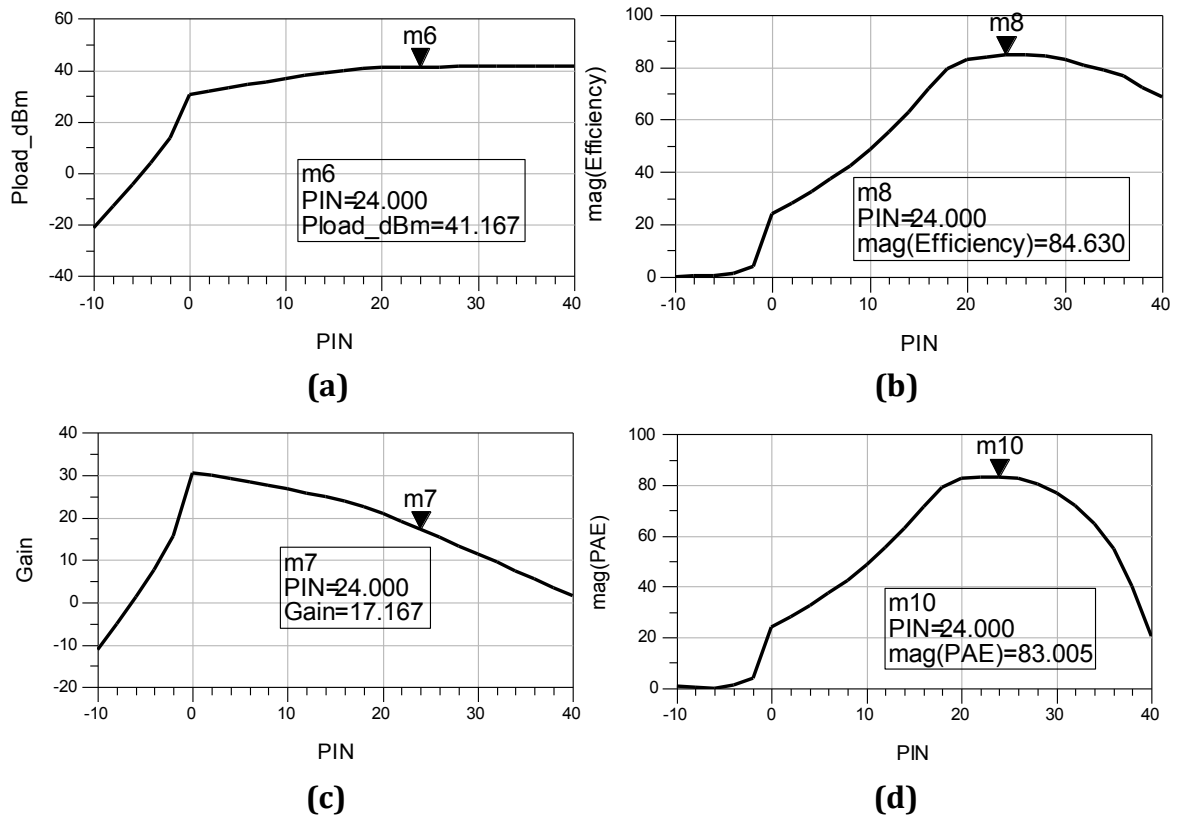


Fig. 53 - Factores de Mérito da primeira versão do PA; (a) - Potência de saída; (b) - Eficiência; (c) - Ganho; (d) - PAE.

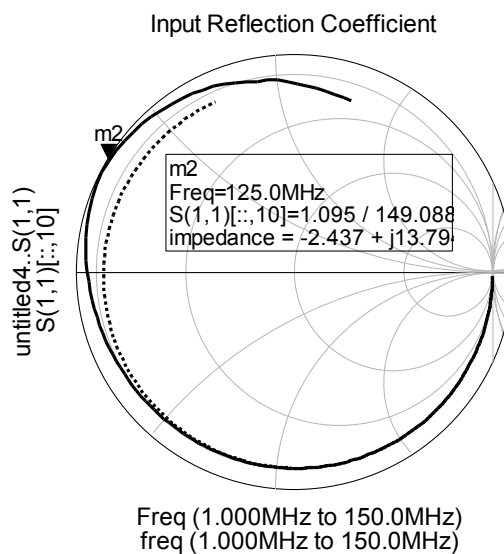


Fig. 54 - S11 do PA, *Large Signal*.



Como se pode ver pela Fig. 54, onde a linha tracejada é uma análise S-PAR para baixo sinal e a linha contínua, uma análise LSSP, deparámo-nos com uma instabilidade. Foi visto no Capítulo II que a parte real da impedância de entrada de um diporto tem de ser positiva para se garantir estabilidade. A solução para resolver o problema resume-se à inclusão de uma resistência na *gate* do dispositivo activo de modo que  $\text{Re}(Z_{\text{IN}})$  seja positivo. O que deu origem à realização de uma segunda malha de entrada. A nova malha de entrada, Fig. 55, adaptada baseando-se em LSSP, é estável e apresenta, ao nível dos factores de mérito, resultados muito próximos da primeira. A estabilidade foi verificada para todas as potências de entrada na gama de [-10, 28] dBm.

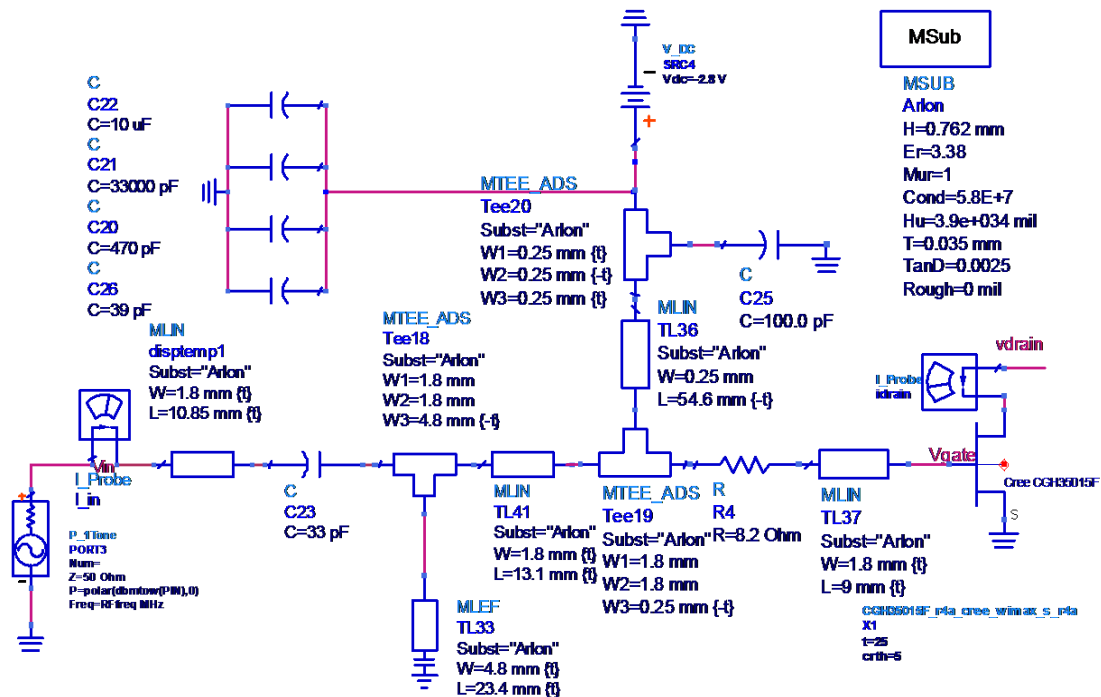


Fig. 55 - Malha de Entrada, segunda versão.

O caso mais crítico encontrado foi para a potência de 8 dBm, à frequência 133 MHz, cujo S11 se encontra na Fig. 56. Como se pode ver,  $\text{Re}(Z_{\text{IN}})$  é de 0.06  $\Omega$ , tornando o PA condicionalmente estável. O simulador ADS tem uma aplicação muito útil para a análise da estabilidade. A Fig. 57 descreve o seu modo de procedimento.

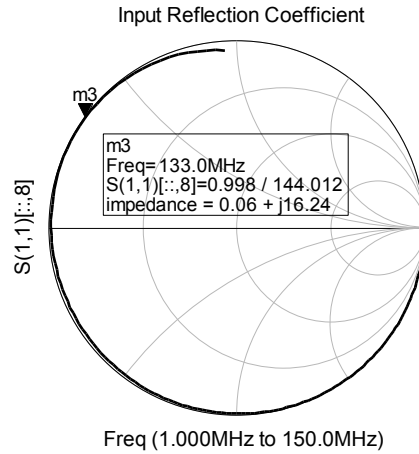


Fig. 56 - S11 do PA classeE.

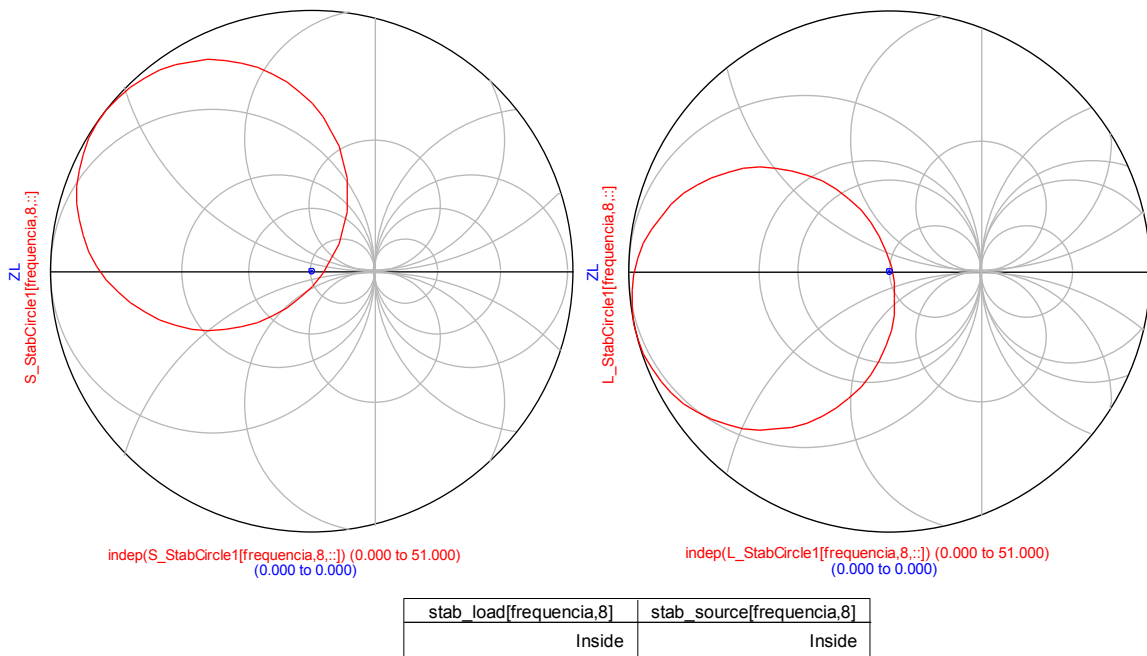


Fig. 57 - Curvas de Estabilidade na entrada e na saída

Visando o PA como um diporto, as curvas a vermelho são as suas curvas de estabilidade e os pontos a azul são os convencionais 50  $\Omega$  da fonte e da carga, Fig. 57. Como se pode ver o amplificador é estável na parte interna das circunferências, englobando assim as impedâncias de 50  $\Omega$ , tanto da fonte como da carga. Seguindo este método verificou-se a estabilidade para todas as potências, até 28 dBm, e para todas as frequências até 6 GHz. O circuito final encontra-se na Fig. 58 e os novos resultados dos factores de mérito na Fig. 59.

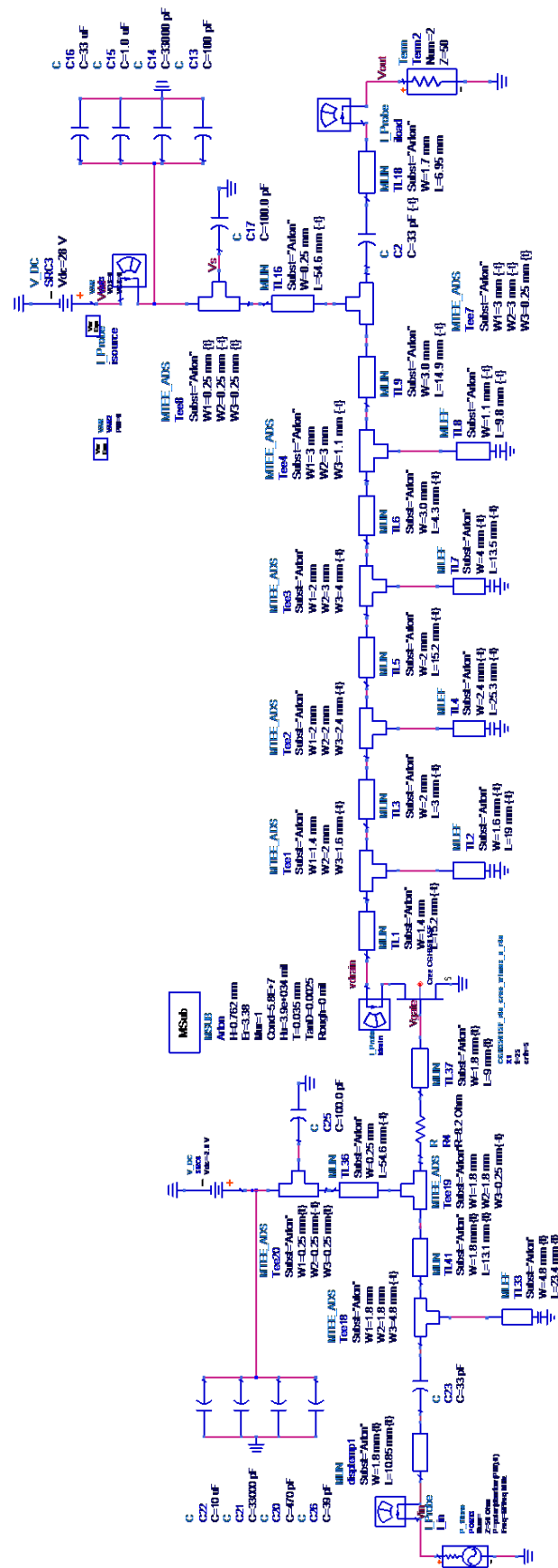


Fig. 58 - Circuito amplificador classe E.

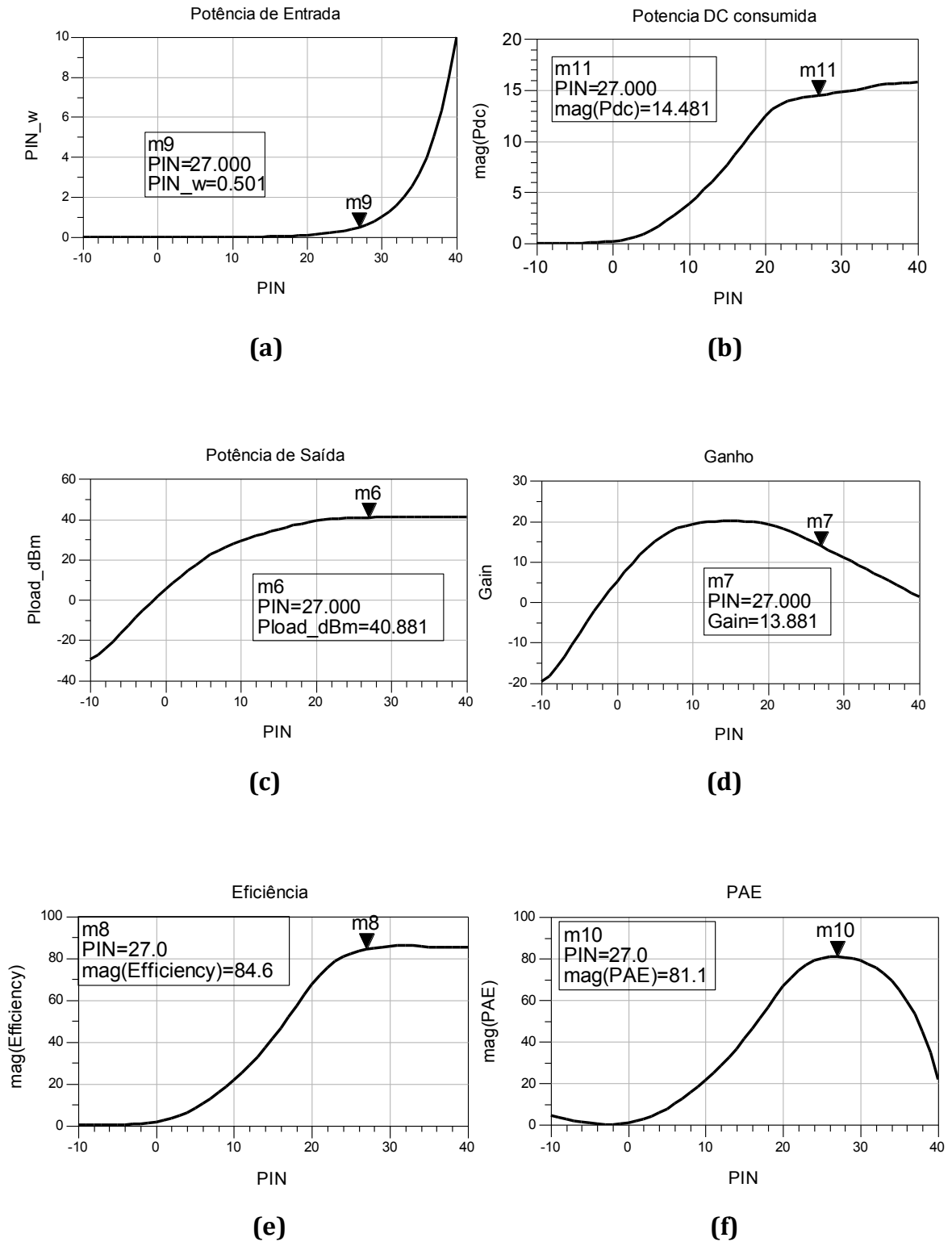


Fig. 59 - Factores de Mérito da segunda versão do PA: (a) Potência de Entrada; (b) Potência DC consumida; (c) Potência de Saída; (d) Ganho; (e) Eficiência; (f) PAE.

O preço a pagar pela garantia de estabilidade, com a introdução da resistência na *gate* do transistor, é um decréscimo de 2% no PAE e 3 dB no ganho.

#### 4.6 - Formas de onda

Este tipo de amplificador requer sinais de entrada capazes de despoletar a comutação rápida do dispositivo activo. Idealmente, para se evitar longos tempos de transição, considera-se uma onda quadrada [32]. No entanto, este não constitui um problema quando a frequência de transição é muito rápida, nomeadamente VHF, RF e MF.

As ondas de tensão e corrente encontram-se em fase ou ligeiramente desfasadas consoante a exactidão na adaptação da malha de entrada. Se o circuito estiver totalmente adaptado, as duas ondas encontram-se em fase e o factor de potência é unitário, isto é, não existe potência reflectida pela *gate* do transistor. Logo, toda a potência de entrada é convertida em potência de saída.

A adaptação foi feita para a potência de entrada de 27 dBm, que corresponde à potência que proporciona o maior PAE.

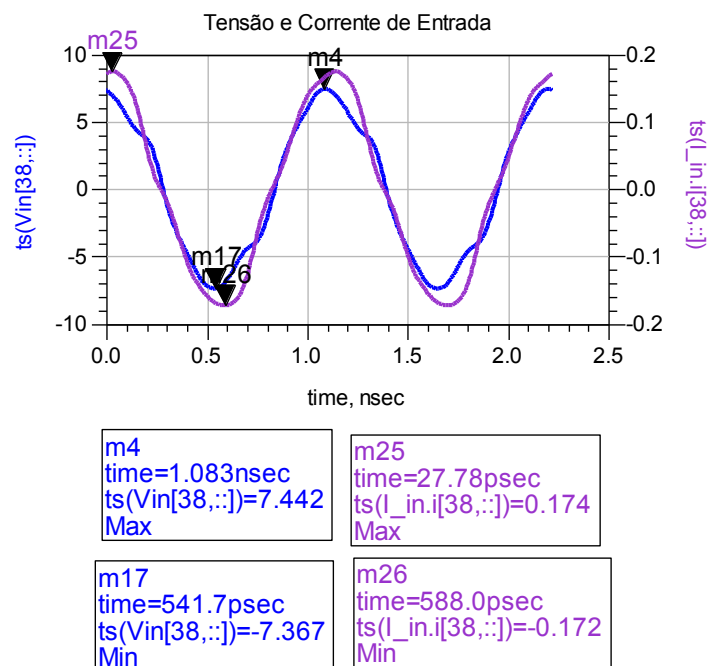


Fig. 60 - Ondas de Tensão e Corrente de Entrada

Foi visto que a *load line* dos PAs comutados situa-se entre a região do corte e do tródo. A Fig. 61 mostra as curvas características  $I_{DS}$  em função do  $V_{DS}$  do transistor e a *load line* do circuito amplificador final. É notável a influência dos componentes extrínsecos na sua degradação.

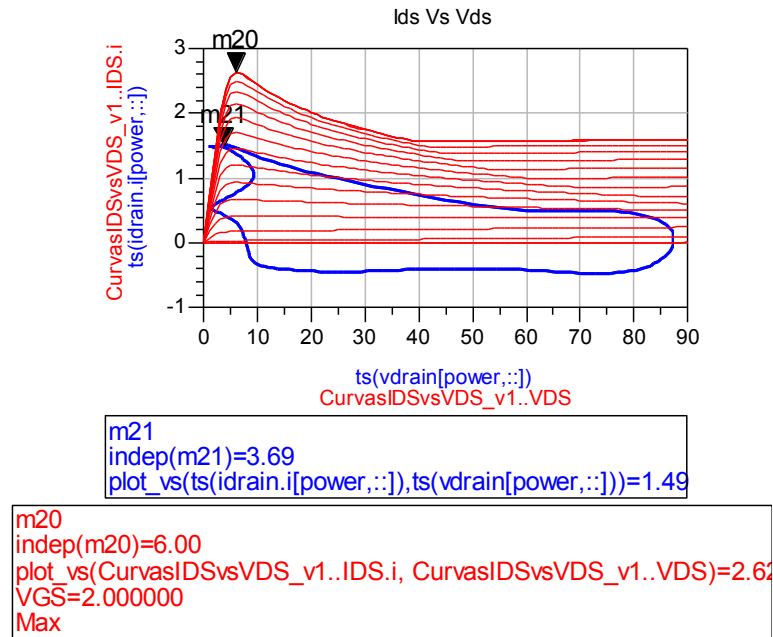


Fig. 61 - Load line do PA classe E e curvas  $I_{DS}$  em função do  $V_{DS}$  do CGH35015.

Uma outra representação da situação anterior, Fig. 62, mostra como as duas ondas se sobrepõem, dissipando potência.

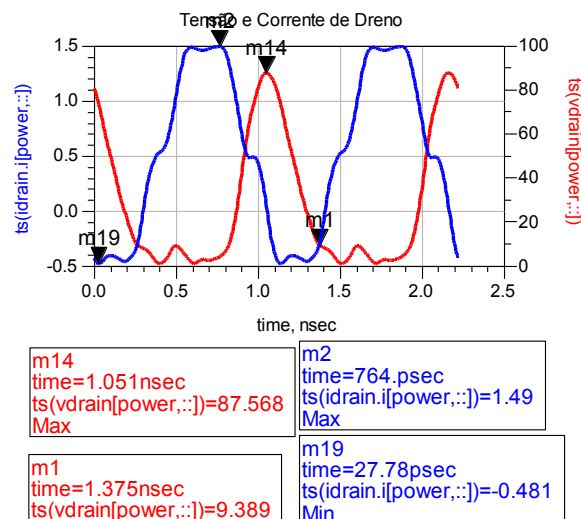


Fig. 62 - Formas de onda de Tensão e Corrente de dreno.

A impedância que deve ser vista pelo  $C_{DS}$  do transistor é dada pela expressão (3.1) e toma o valor de  $Z_{net1} = 24.6 + j28.35$  para a frequência de trabalho (900 MHz). Entretanto, nada garante que a mesma impedância seja vista depois dos componentes extrínsecos. Isto podia ser resolvido com a extracção do modelo do transistor e sucessiva inclusão no cálculo de  $Z_{net1}$ .

De forma a comprovar se os componentes extrínsecos eram os responsáveis pela degradação da *load line*, com o aumento da frequência, realizou-se uma outra simulação para 100 MHz, Fig. 63.

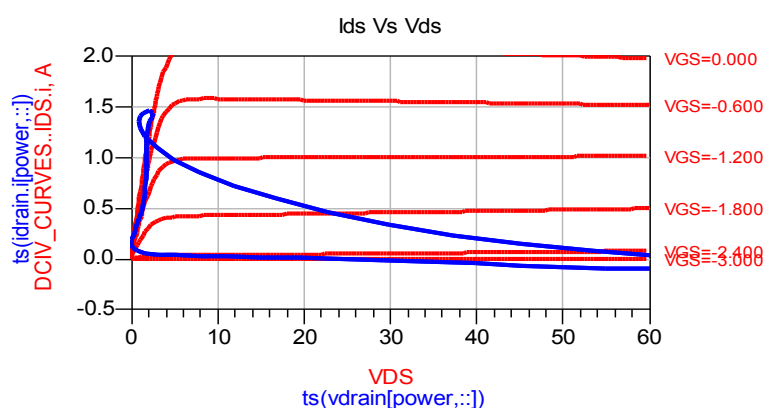


Fig. 63 - *Load line* do PA classe E e curvas  $I_{DS}$  em função do  $V_{DS}$  do CGH35015, para 100 MHz.

Como se pode ver da Fig. 63, a *load line* apresenta muito melhor aspecto para frequências de operação mais baixas. Vê-se, claramente, que transita nas regiões de corte e tródo. Devido ao facto da comutação não ser instantânea, efeito das cargas e descargas nos condensadores parasitas, existem instantes, como se pode ver pela Fig. 63, em que a *load line* atravessa a zona de saturação. Logo, tem-se uma permanência de tensão e corrente, que resulta em potência dissipada.

As ondas de tensão e corrente de saída encontram-se na Fig. 64. São sinusóides puras e com a mesma frequência que os sinais de entrada. As amplitudes são consistentes com as deduções feitas no capítulo III.

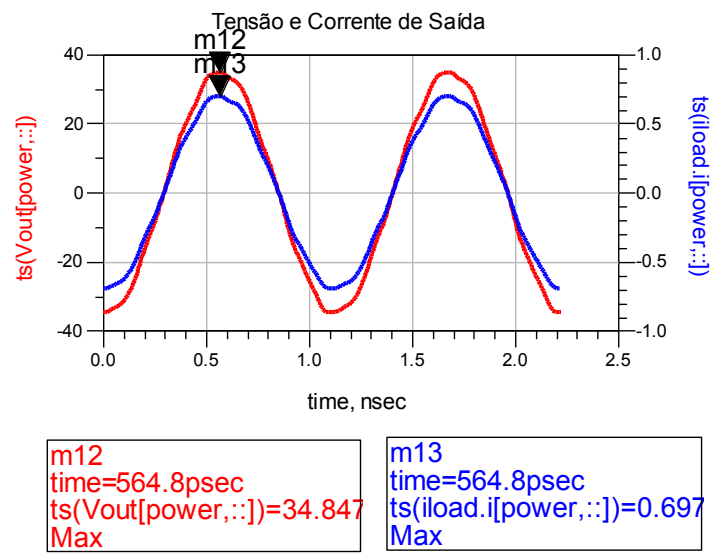


Fig. 64 - Ondas de Tensão e Corrente de saída.





---

## ***CAPÍTULO V***

### ***IMPLEMENTAÇÃO E MEDIDAS***

---

Após realizadas as simulações necessárias para garantir o correcto funcionamento do circuito, passou-se à fase do desenho do *layout* para posterior implementação. O desenho foi feito utilizando o software Autocad e encontra-se na Fig. 65

#### ***5.1 - Layout do circuito amplificador***

A figura que se segue ilustra as dimensões das linhas do circuito amplificador simulado.

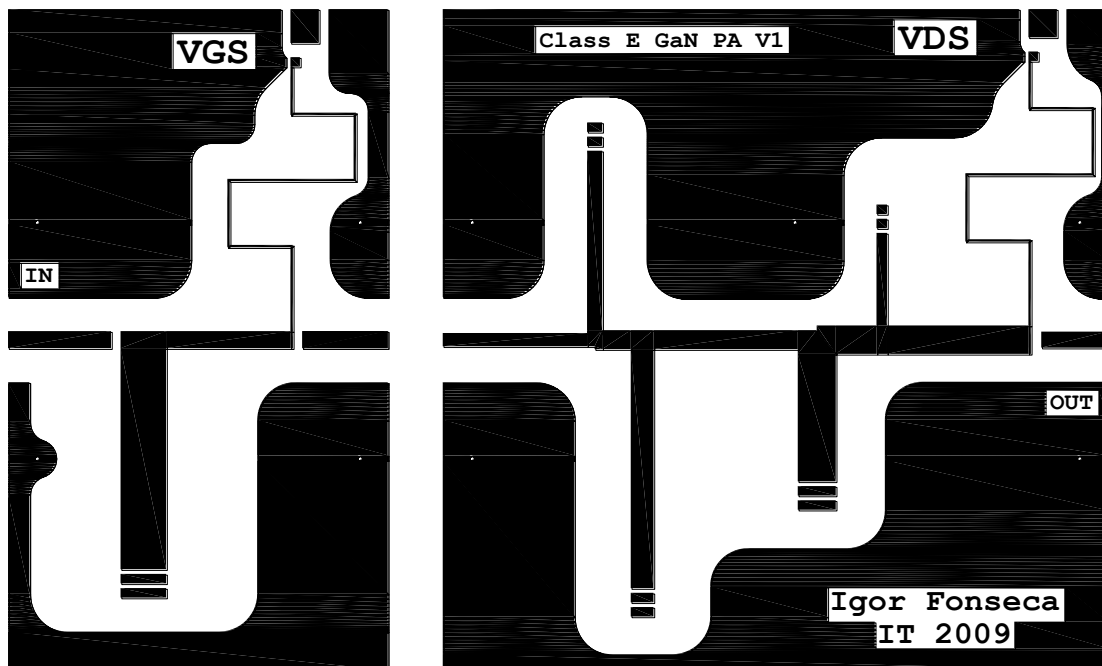
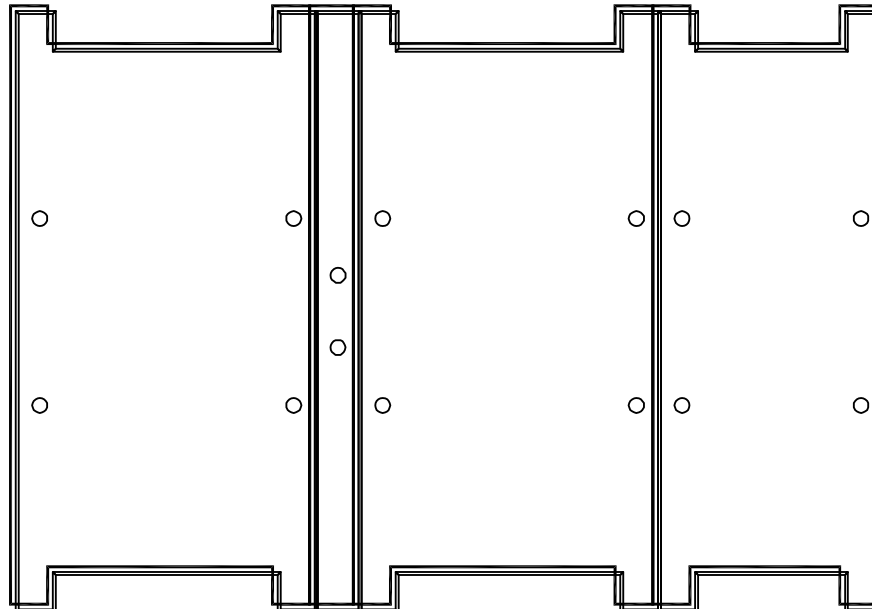


Fig. 65 - *Layout* da primeira versão do amplificador classe E.

Tendo realizadas as malhas de entrada e saída, com o substrato Arlon, o próximo passo é assentá-las nas placas de alumínio que servem não só de suporte como de dissipador. A Fig. 66 é uma representação de 1:1 da implementação que se pretende como base.



**Fig. 66 - Layout do suporte de alumínio do amplificador.**

De modo a acomodar o *layout* ao suporte de alumínio, teve-se de aumentar o comprimento das linhas ligadas aos conectores. Visto estarem adaptadas às impedâncias de  $50\Omega$ , a da fonte e a da carga, a influência que isso tem sobre a eficiência é desprezável. Assim, a malha de entrada conta com um comprimento de 40 mm e a malha de saída, 70 mm. Adicionando o comprimento da base onde assenta o transístor, o amplificador classe E implementado, com tratamento até à quarta harmónica, tem 115.8 mm.

## **5.2 – Implementação**

A Fig. 67 mostra a implementação final do amplificador classe E. De modo a evitar soldar o transístor às duas malhas, previamente douradas, e evitar o seu desgaste, usou-se um suporte de Teflon que se aparafusou à base de alumínio, para

exercer pressão e permitir o contacto com as linhas de transmissão. Para isso, deve-se ter especial atenção na largura das linhas aos terminais do transístor, que têm de ser no mínimo a largura máxima das patas.

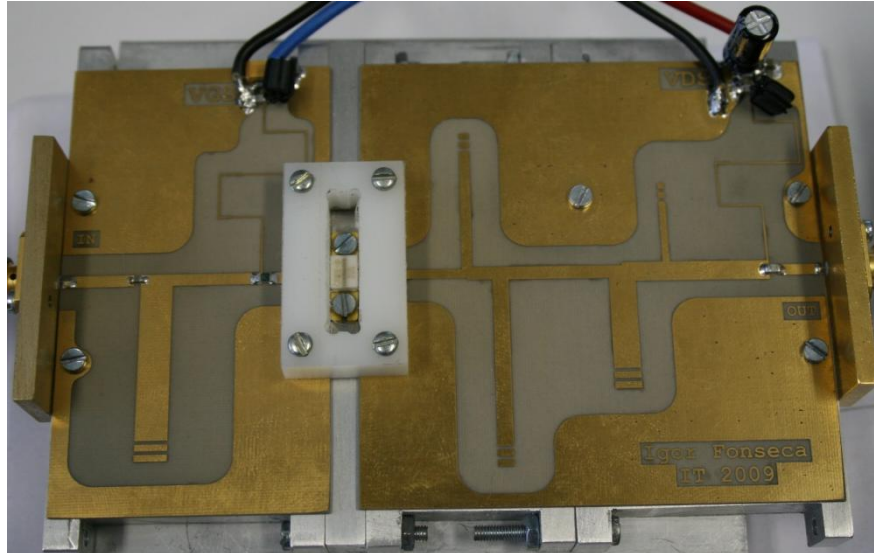


Fig. 67 - Amplificador de Potência Classe E.

As duas extremidades do amplificador são terminadas por dois conectores SMA (*SubMiniature version A*) que permitem as ligações de entrada e de saída.

### 5.3 - Medidas Laboratoriais

Após a realização do circuito amplificador, recorreu-se ao procedimento experimental da Fig. 68 para a extracção dos resultados.

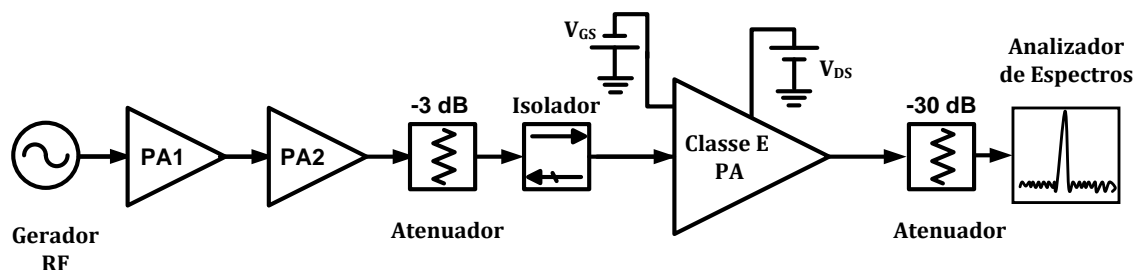
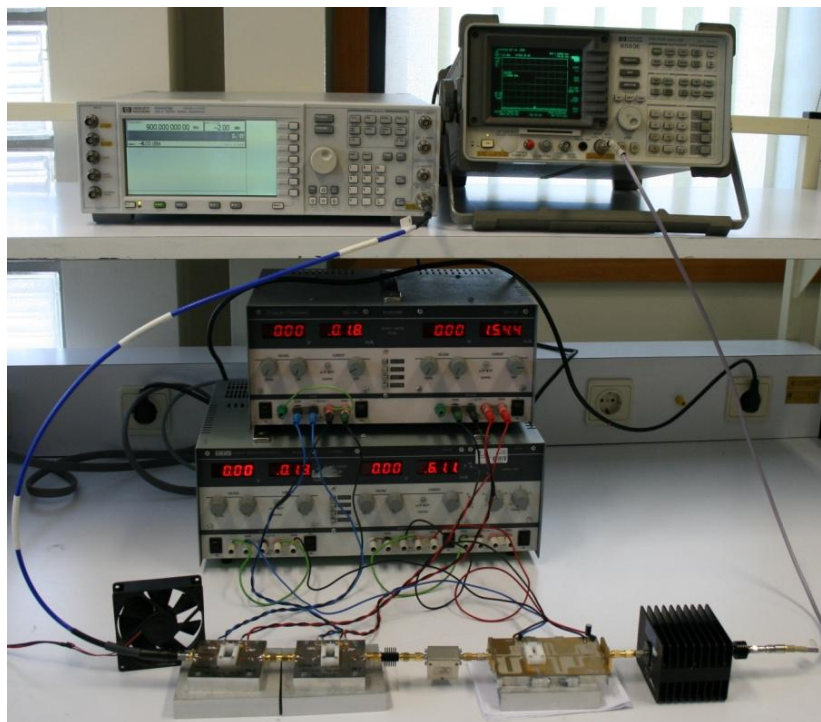


Fig. 68 - Diagrama de blocos dos elementos utilizados para a extracção dos resultados.

Tem-se, portanto, um gerador, dois amplificadores, um atenuador de 3dB, um isolador, o amplificador classe E implementado, um atenuador de 30 dB à saída e, por fim, o analisador de espectros e duas fontes de alimentação.

Os dois amplificadores que se seguem o gerador permitem que na entrada do circuito classe E se tenha disponível a potência de 30 dBm, já que o gerador não oferecia potência suficiente.

Na saída, de modo a proteger o analisador de espectros, que aguenta a potência máxima de 30 dBm, adicionou-se um atenuador de 30 dB. A Fig. 69 mostra a implementação experimental descrito pelo diagrama de blocos.



**Fig. 69 - Elementos utilizados na extração das medidas.**

Antes da realização das medidas recorreu-se à calibração e determinação das perdas nos atenuadores e nos cabos ligados ao gerador e ao analisador de espectros.

Em seguida, coloca-se o dispositivo activo em corte, tensão da *gate* com cerca de -5V, e fixa-se a tensão de dreno nos 28 V. Aumentando ligeiramente a tensão da *gate*, determina-se a tensão de *threshold* do transistor. Polarizando-o uma décima abaixo dessa tensão obtém-se os pontos:

- Tensão de *gate*: -3.65 V,
- Tensão de dreno: 28 V.

O valor da tensão de *gate*, apesar de muito afastado do utilizado nas simulações, encontra-se dentro dos limites oferecido pelo *datasheet*.

Depois de extrair os valores da potência de saída, para potências de entrada entre [0, 25.4] dBm, calculou-se o ganho, a eficiência e o PAE do amplificador. O gráfico da figura seguinte apresenta a potência de saída em função da potência introduzida na entrada do circuito amplificador classe E.

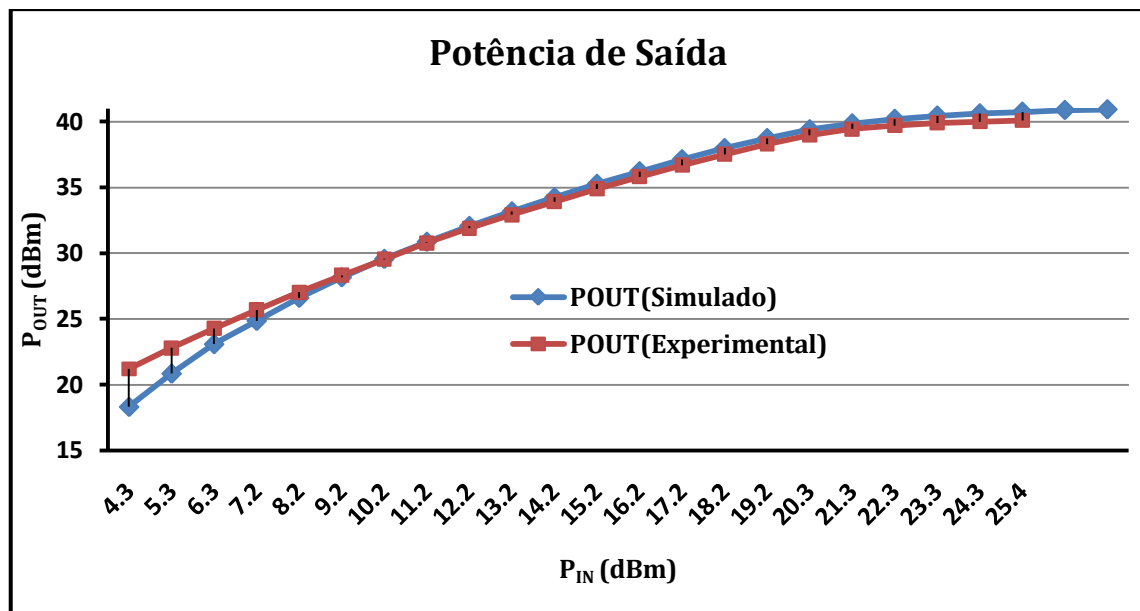


Fig. 70 - Potência de saída do PA.

Apesar de, na prática, o funcionamento do PA se limitar a potência de entrada de 25.4 dBm, os resultados são muito próximos da simulação (com  $P_{IN}$  máximo de 28 dBm). A potência de saída máxima que se presencia é de 40.9 dBm na simulação e 40.1 dBm na prática.

Através das expressões dadas por (2.1), (1.1) e (2.9), seguem-se os gráficos de ganho, eficiência e PAE respectivamente.

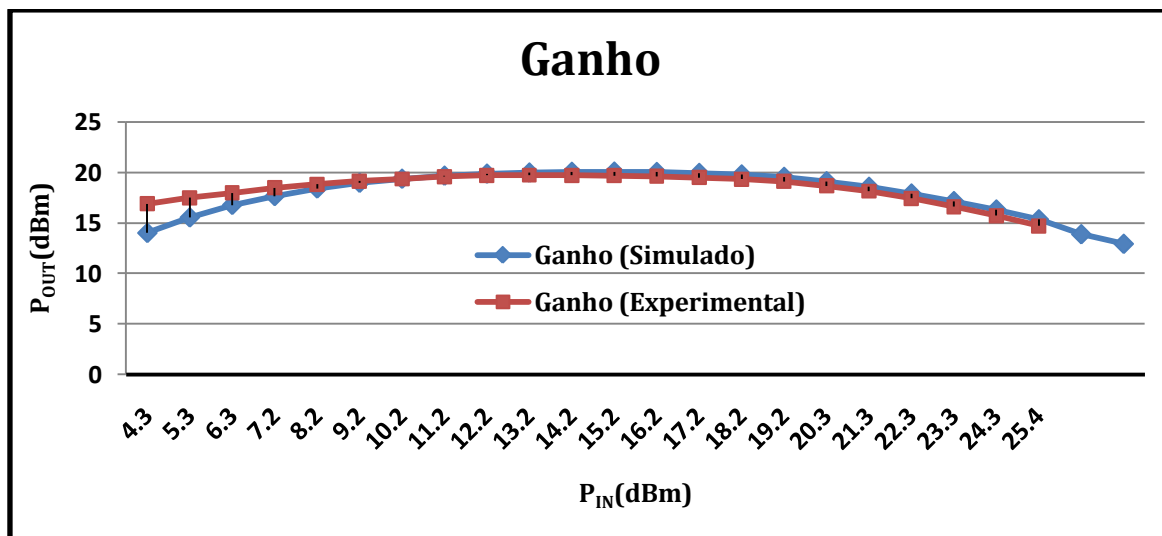


Fig. 71 – Ganho do PA.

Para a potência de entrada que oferece maior PAE, 25.4 dBm, o PA tem um ganho de 15.35 dB na simulação e 14.7 dB na implementação. Portanto, mais uma vez, resultados muito próximos. O ganho mais elevado que se obtém é de 19.7 dB para a potência de entrada de 13.2 dBm.

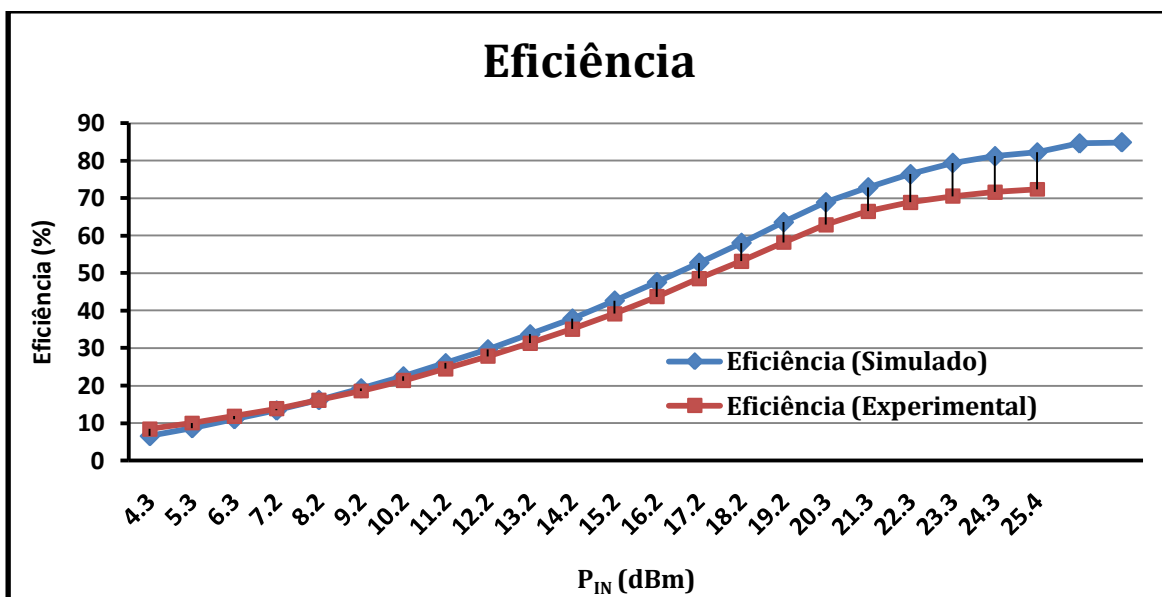


Fig. 72 – Eficiência do PA.

Como se pode ver dos gráficos das Fig. 72 e Fig. 73, Eficiência e PAE, respectivamente, os resultados revelam um decréscimo de cerca de 10% aquando da passagem das simulações para implementação prática.

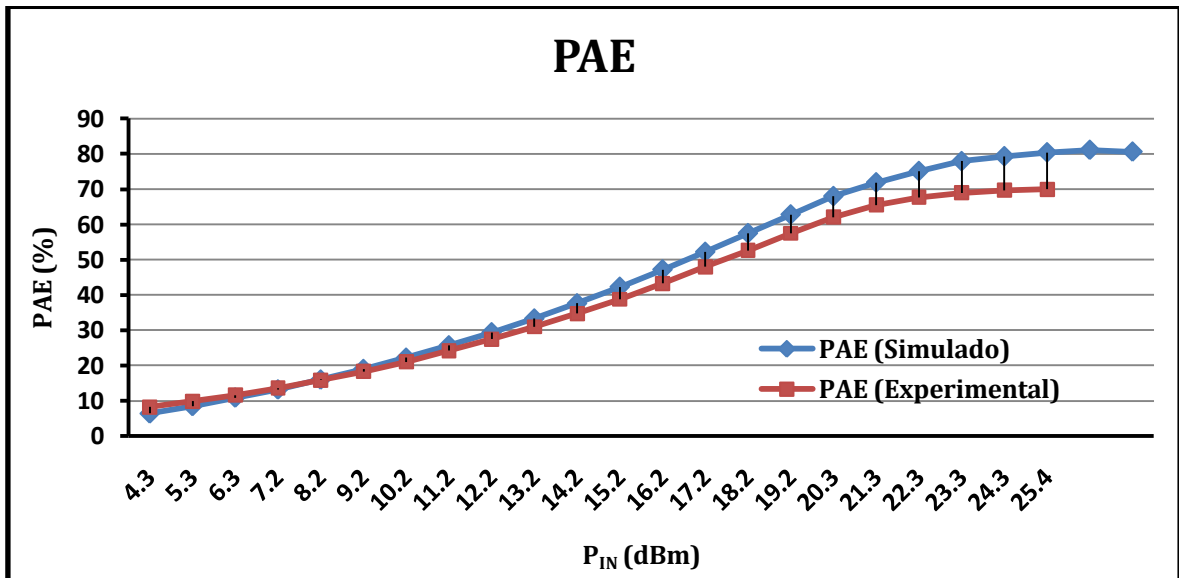


Fig. 73 – PAE do PA

Enquanto nas simulações atingiu-se como Eficiência e PAE máximos, 84.6 e 81.1%, respectivamente, a aplicação realizada alcança no máximo uma eficiência de 72.4% e um PAE de 69.9%.

O modelo oferecido baseia-se na medição de vários transístores, onde todos apresentam resultados ligeiramente diferentes. Após estabelecer valores médios, pode acontecer um transístor ter um comportamento mais próximo, ou não, do modelo criado. Assim, dependendo do transístor (visando os seus componentes extrínsecos) a impedância vista pelo  $C_{DS}$  pode variar, influenciando assim o desempenho do circuito. O que pode ser uma das razões mais significativas da discrepância entre os valores esperados e os práticos.

As potências de saída, relativas à segunda e à terceira harmónica, foram mantidas abaixo de [-65, -37.5] dBc, para potências de entrada de [0, 25.4] dBm.





---

## ***CAPÍTULO VI***

### ***CONCLUSÃO E TRABALHO FUTURO***

---

#### ***6.1 – Conclusão***

Foi recolhida ao longo da dissertação, informação necessária para o conhecimento e percepção do modo de funcionamento de um amplificador de potência classe E. Todos os passos para a sua realização foram aqui mencionados. Quando se trata de frequências muito elevadas, por motivos de perdas e maior efeito dos elementos parasitas dos componentes concentrados, é preferível o uso de linhas de transmissão para a sua concepção, o que levou à execução cuidadosa da malha de saída, com tratamento até ao quarto harmónico.

Foi visto que os transístores baseados na tecnologia GaN HEMT, para além de mais rápidos, potentes e eficientes, possuem maior tensão de *breakdown*, tornando-os, directamente, os preferidos para a realização desta classe de amplificadores.

Usufruindo do modelo do transístor e das características do substrato Arlon, simulou-se, utilizando o ADS, um amplificador classe E altamente eficiente, operacional à frequência de 900 MHz com um ganho de 15.5 dBs e um PAE de 81.1%.

Após a fase das simulações, e ter garantido que o circuito é exequível a nível da implementação, usou-se o Autocad para a realização do esboço do amplificador. Este, funcionou na primeira tentativa e conta com resultados muito satisfatórios, como uma potência de saída máxima de 40 dBm e um PAE de 70%. A aplicação possui um ganho de 14.7 dB.

Pode-se afirmar que os pontos traçados como objectivos desta dissertação foram todos cumpridos. Estudou-se uma das mais recentes classes de amplificadores,

recorreu-se a simulações para análise da sua viabilidade e, por fim, implementou-se um amplificador funcional.

## **6.2 – Trabalho Futuro**

Ao longo deste trabalho reparou-se na influência dos componentes extrínsecos do transistor na configuração do PA classe E. Visa-se como trabalho futuro a extracção dos componentes extrínsecos do transistor GaN HEMT e respectiva inclusão no projecto da malha de saída do amplificador. Com isso, converte-se a potência dissipada nesses elementos em potência de saída, resultando em maior ganho e eficiência. Outra vantagem é a possibilidade de operar a frequências mais elevadas.

Após obtenção de um amplificador classe E ainda mais eficiente, pretende-se englobá-lo num transmissor polar, visando o alcance de maior eficiência espectral, conforme descrito no capítulo introdutório.

## Referências

- [1] Nuno Borges de Carvalho, "Sistemas de Rádio Dedicados", 2008.
- [2] David K. Choi, "High Efficiency Switched-Mode Power Amplifiers for Wireless Communications," University of California, Santa Barbara, PhD Thesis 2001.
- [3] Peter Asbeck, Steve Cripps, Peter Kenington, Zoya Popovic, Nathan Sokal and Frederick Raab, "Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave," *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 50, pp. 814-820, March 2002.
- [4] Bo Berglund, Jan Johansson and Thomas Lejon, "High Efficiency Power Amplifiers," *Ericsson Review*, vol. 3, pp. 92-96, 2006.
- [5] Pierre Gildert, "Power System Efficiency in Wireless Communication," ERICSSON, 2006.
- [6] Nathan Sokal, John Donohue and Istvan Novak, "Classes of RF Power Amplifiers A Through S, How they operate, and When to Use Each," *Design Automation, Inc*, no. RF Power Amplifiers, pp. 335-400, Juin 1995.
- [7] Frederick Raab, Peter Asbeck, Steve Cripps, Peter Kenington, Zoya Popovich, and Nathan Sokal, "RF and Microwave Power Amplifier and Transmitter Technologies - Part 3," *High Frequency Electronics*, no. RF Power Amplifiers, pp. 34-44, September 2003.
- [8] David Su and William McFarland, "An IC for Linearizing RF Power Amplifiers Using Envelop Elimination and Restoration," November 1998.
- [9] Nathan Sokal and Alan Sokal, "Class E - A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers," *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, vol. 10, pp. 168-176, JUNE 1975.
- [10] José Carlos Pedro, "Electrónica de Rádio-Frequência - Textos de Apoio," Universidade de Aveiro, 1995.
- [11] José Carlos Pedro, Course on Highly Linear and Efficient Wireless Power Amplifier Design, Jul 2008.

- [12] José Carlos Pedro and Nuno Borges de Carvalho, *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*. Boston, U.S.A: Artech House, 2003.
- [13] João Pedro Oliveira, *Electónica IV*, 2005.
- [14] Nuno Borges de Carvalho e José Carlos Pedro, *Electrónica de RF*.
- [15] Pedro Miguel Cabral, "Modelação Não-Linear de Transístores de Potência para RF e Microondas," DETI, Aveiro, PhD Thesys 2006.
- [16] João Manuel T. C. Simões Vaz, *Amplificadores de Potência*, 2002.
- [17] Scott D. Kee, Ichiro Aoki, Ali Hajimiri and David Rutledge, "The Class E/F Family os ZVS Switching Amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, June 2003.
- [18] P. J. Baxandall, "Transistor sine-wave LC oscillators, some general considerations and new development," *Proc. Inst. Elec. Eng*, vol. 106, part B, pp. 748-758, 1959.
- [19] Anthony Lawrence Long, "High Frequency Current Mode Class-D Amplifiers With High Output Power and Efficiency," University of California, Santa Barbara, M.S. Thesys 2003.
- [20] Paul Harden, "The Handiman's Guide to MOSFET "Switched Mode" Amplifiers - Part 1".
- [21] V. J. Tyler, "A new high-efficiency high-power amplifier," *Marconi Review*, vol. 21 no 130, pp. 96-109, 1958.
- [22] Marian K. Kazimierczuk, *RF Power Amplifiers*. Ohio, USA: Wiley, 2008.
- [23] Wjia LI, Yan Wang, and Giovanni Ghione, "A 2.469~2.69 GHz AlGa<sub>N</sub> HEMT Power Amplifier for IEEE 802.16e WiMAX Applications," pp. 1475-1479, 2008.
- [24] Thomas B. Mader, "Quasi-Optical class-E Power Amplifiers," University of Colorado, PhD Thesys 1995.
- [25] Andrei Grebennikov and Nathan O. Sokal, *Switchmode RF Power Amplifiers*. Burlington, U.S.A: Linacre House, 2007.
- [26] Frederick H. Raab and Nathan Sokal, "Transistor Power Losses in the Class E Tuned Power Amplifier," *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, vol. 6, pp. 912-914, December 1978.

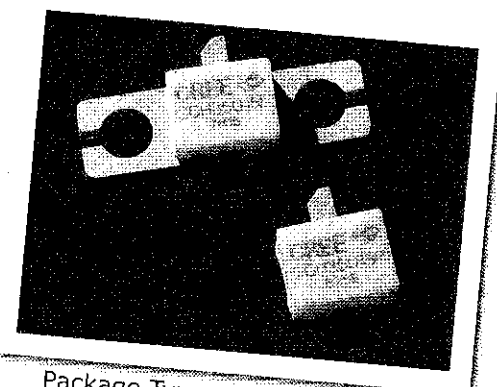
- [27] Patrick Reynaert and Michiel Steyaert, *RF POWER AMPLIFIERS FOR MOBILE COMMUNICATIONS*. Dordrecht, Netherlands: Springer, 2006.
- [28] Steve C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Boston, E.U.A: Artech House, 2006.
- [29] [Online]. <http://www.brasilengenharia.com.br/galiometalico547.htm>
- [30] Shinochi Hoshi, Yoshiaki Morino, Hideyuki Okita and Masanori Itoh, "Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor (GaN-HEMT) Technology for High Gain and Higly Efficient Power Amplifiers," *Oki Technical Review*, vol. 74, pp. 90-93, October 2007.
- [31] William L. Pribble, James M. Miligan and Raymond S. Pengelly, "High Efficiency Class-E Amplifier Utilizing GaN HEMT Technology," *IEEE Radio and Wireless Symposium*, p. 2, 2006.
- [32] Tirdad Sowlati, C. Andre T. Salama, John Sitch, Gord Rabjohn, and David Smith, "Low Voltage, High Efficiency GaAs Class E Power Amplifiers for Wireless Transmitters," *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, vol. 30, pp. 1074-1080, October 1995.
- [33] Renato Negra and Werner Bächtold, "Lumped-Element Load-Network Design for Class-E Power Amplifiers," *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 54, pp. 2684-2690, June 2006.
- [34] Frederick Raab, "Idealized Operation of the Class E Tuned Power Amplifier," *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS*, vol. 12, pp. 725-735, December 1977.
- [35] Nathan O. Sokal and Frederick H. Raab, "Harmonic Output of Class-E RF Power Amplifiers and Load Coupling Network Design," *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, pp. 86-88, FEBRUARY 1977.

***Anexo A***  
***(Datasheet CHG35015)***

# CGH35015

**15 W, 3300-3900 MHz, 28V, GaN HEMT for WiMAX**

Cree's CGH35015 is a gallium nitride (GaN) high electron mobility transistor designed specifically for 802.16-2004 WiMAX Fixed Access applications. GaN HEMTs offer high efficiency, high gain and wide bandwidth capabilities, which makes the CGH35015 ideal for 3.3-3.9GHz WiMAX and BWA amplifier applications. The transistor is available in both screw-down, flange and solder-down, pill packages.



Package Type: 440166 and 440196  
PN: CGH35015F and CGH35015P

## Typical Performance Over 3.3-3.8GHz ( $T_c = 25^\circ\text{C}$ ) of Demonstration Amplifier

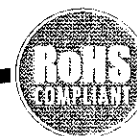
Parameter	3.3 GHz	3.4 GHz	3.5 GHz	3.6 GHz	3.7 GHz	3.8 GHz	Units

### Note:

Measured in the CGH35015F-TB amplifier circuit, under 802.16 OFDM, 3.5 MHz Channel BW, 1/4 Cyclic Prefix, 64 QAM Modulated Burst, 5 ms Burst, Symbol Length of 59, Coding Type RS-CC, Coding Rate Type 2/3, PAR = 9.8 dB @ 0.01 % Probability on CCDF.

## Features

- 3.3 - 3.9 GHz Operation
- 15 W Peak Power Capability
- 12 dB Small Signal Gain
- 2.0 W  $P_{AVE}$  at < 2.0 % EVM
- 26 % Efficiency at 2 W Average Power
- WiMAX Fixed Access 802.16-2004 OFDM
- WiMAX Mobile Access 802.16e OFDMA



Large Signal Models Available for SiC & GaN





## Absolute Maximum Ratings (not simultaneous) at 25 °C Case Temperature

Parameter	Symbol	Rating	Units
Drain-Source Voltage	$V_{DS}$	84	Volts
Gate-to-Source Voltage	$V_{GS}$	-10, +2	Volts
Power Dissipation	$P_{DISS}$	7	Watts
Storage Temperature	$T_{STG}$	-55, +150	°C
Operating Junction Temperature	$T_J$	225	°C
Maximum Forward Gate Current	$I_{GMAX}$	4.0	mA
Soldering Temperature <sup>1</sup>	$T_S$	245	°C
Screw Torque	$T$	60	in-oz
Thermal Resistance, Junction to Case <sup>2</sup>	$R_{\theta JC}$	8.0	°C/W
Case Operating Temperature <sup>3</sup>	$T_C$	-40, +105	°C

Note:

<sup>1</sup> Refer to the Application Note on soldering at [www.cree.com/products/wireless\\_appnotes.asp](http://www.cree.com/products/wireless_appnotes.asp)

<sup>2</sup> Measured for the CGH35015F at  $P_{DISS} = 7$  W.

## Electrical Characteristics ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ )

Characteristics	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
<b>DC Characteristics<sup>1</sup></b>						
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	-3.8	-3.3	-2.3	VDC	$V_{DS} = 10$ V, $I_D = 3.6$ mA
Gate Quiescent Voltage	$V_{GS(Q)}$	-	-3.0	-	VDC	$V_{DS} = 28$ V, $I_D = 60$ mA
Saturated Drain Current	$I_{DS}$	2.9	3.5	-	A	$V_{DS} = 6.0$ V, $V_{GS} = 2.0$ V
Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{(BR)DS}$	84	100	-	VDC	$V_{GS} = -8$ V, $I_D = 3.6$ mA
<b>RF Characteristics<sup>2,3</sup> (<math>T_C = 25^\circ\text{C}</math>, <math>F_0 = 3.5</math> GHz unless otherwise noted)</b>						
Small Signal Gain	$G_{SS}$	10.5	12	-	dB	$V_{DD} = 28$ V, $I_{DQ} = 100$ mA
Drain Efficiency <sup>4</sup>	$\eta$	22	26	-	%	$V_{DD} = 28$ V, $I_{DQ} = 100$ mA, $P_{AVE} = 2.0$ W
Back-Off Error Vector Magnitude	$EVM_1$	-	2.5	-	%	$V_{DD} = 28$ V, $I_{DQ} = 100$ mA, $P_{AVE} = 18$ dBm
Error Vector Magnitude	$EVM_2$	-	2.5	-	%	$V_{DD} = 28$ V, $I_{DQ} = 100$ mA, $P_{AVE} = 2.0$ W
Output Mismatch Stress	VSWR	-	10 : 1	-	$\Psi$	No damage at all phase angles, $V_{DD} = 28$ V, $I_{DQ} = 100$ mA, $P_{AVE} = 2.0$ W
<b>Dynamic Characteristics</b>						
Input Capacitance	$C_{GS}$	-	5.00	-	pF	$V_{DS} = 28$ V, $V_{GS} = -8$ V, $f = 1$ MHz
Output Capacitance	$C_{DS}$	-	1.32	-	pF	$V_{DS} = 28$ V, $V_{GS} = -8$ V, $f = 1$ MHz
Feedback Capacitance	$C_{GD}$	-	0.43	-	pF	$V_{DS} = 28$ V, $V_{GS} = -8$ V, $f = 1$ MHz

Notes:

<sup>1</sup> Measured on wafer prior to packaging.

<sup>2</sup> Measured in the CGH35015F-TB test fixture.

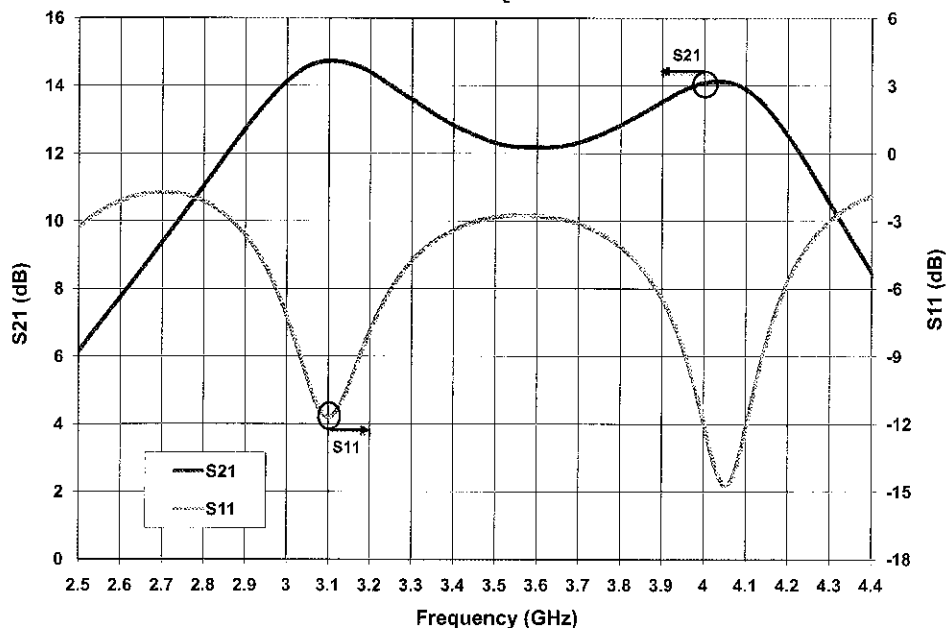
<sup>3</sup> Under 802.16 OFDM, 3.5 MHz Channel BW, 1/4 Cyclic Prefix, 64 QAM Modulated Burst, 5 ms Burst, Symbol Length of 59, Coding Type RS-CC, Coding Rate Type 2/3, PAR = 9.8 dB @ 0.01 % Probability on CCDF.

<sup>4</sup> Drain Efficiency =  $P_{OUT} / P_{DC}$ .

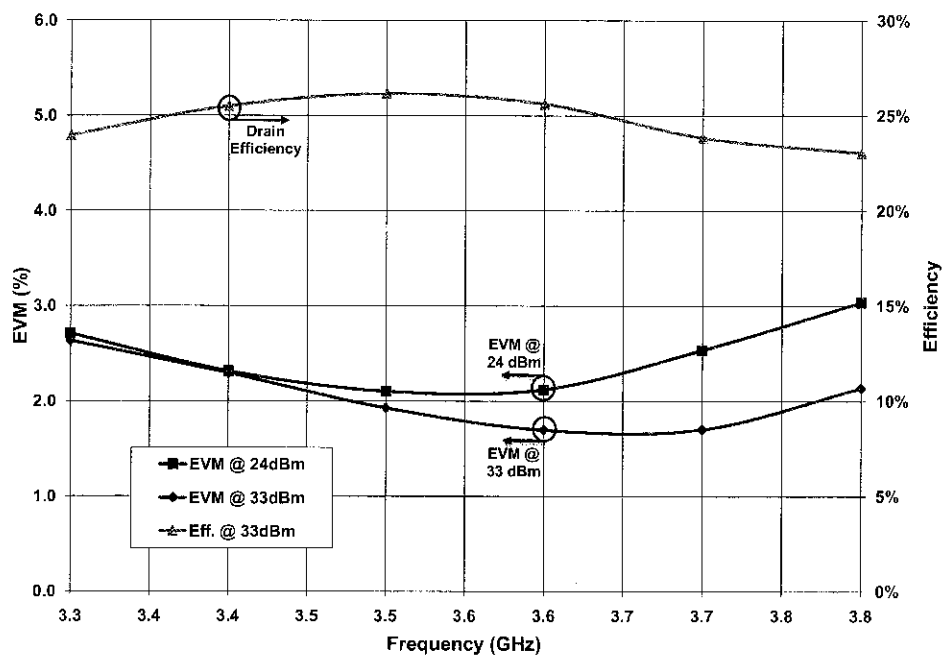


## Typical WiMAX Performance

**Small Signal S-Parameters vs Frequency of CGH35015F in the CGH35015F-TB**  
 $V_{DD} = 28\text{ V}$ ,  $I_{DQ} = 100\text{ mA}$



**Typical EVM and Efficiency versus Frequency of CGH35015F in the CGH35015F-TB**  
 $V_{DD} = 28\text{ V}$ ,  $I_{DQ} = 100\text{ mA}$ , 802.16-2004 OFDM, PAR=9.8 dB



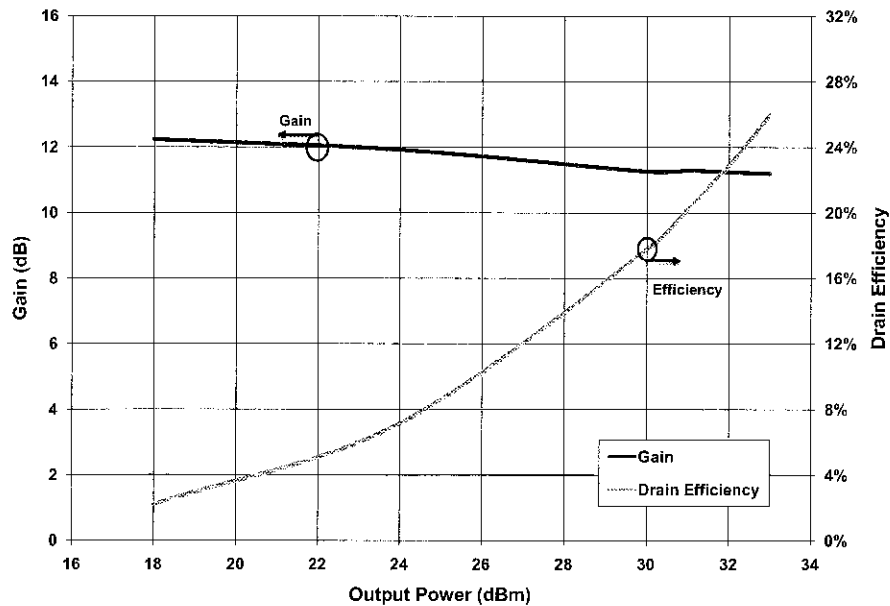
Note:

Under 802.16 OFDM, 3.5 MHz Channel BW, 1/4 Cyclic Prefix, 64 QAM Modulated Burst, Symbol Length of 59, Coding Type RS-CC, Coding Rate Type 2/3.

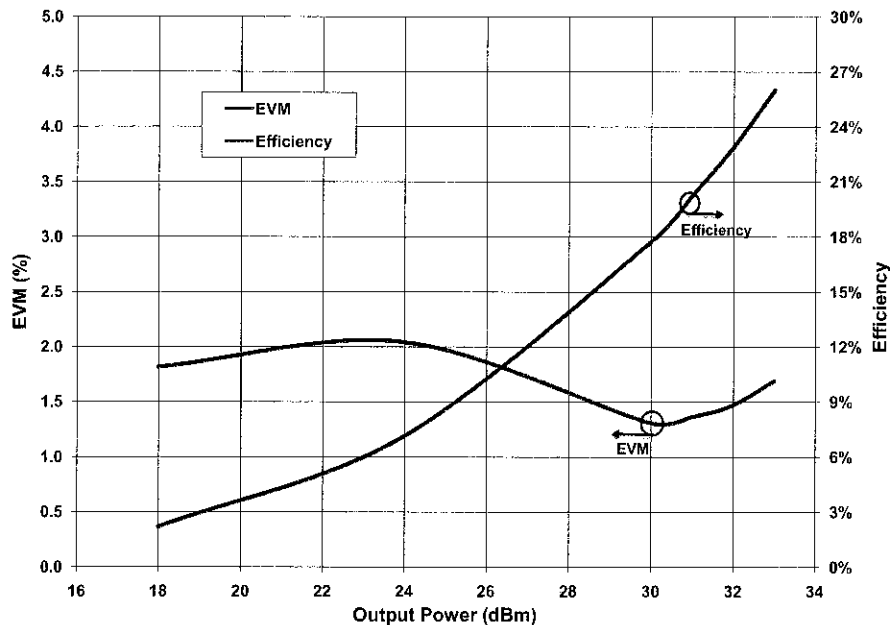


## Typical WiMAX Performance

**Drain Efficiency and Gain vs Power Output of the CGH35015F in the CGH27060F-TB**  
 $V_{DD} = 28\text{ V}$ ,  $I_{DQ} = 100\text{ mA}$ , 802.16-2004 OFDM, PAR = 9.8 dB



**Typical EVM and Efficiency versus Power Output of CGH35015F in the CGH35015F-TB**  
 $V_{DD} = 28\text{ V}$ ,  $I_{DQ} = 100\text{ mA}$ , 802.16-2004 OFDM, PAR=9.8 dB



Note:

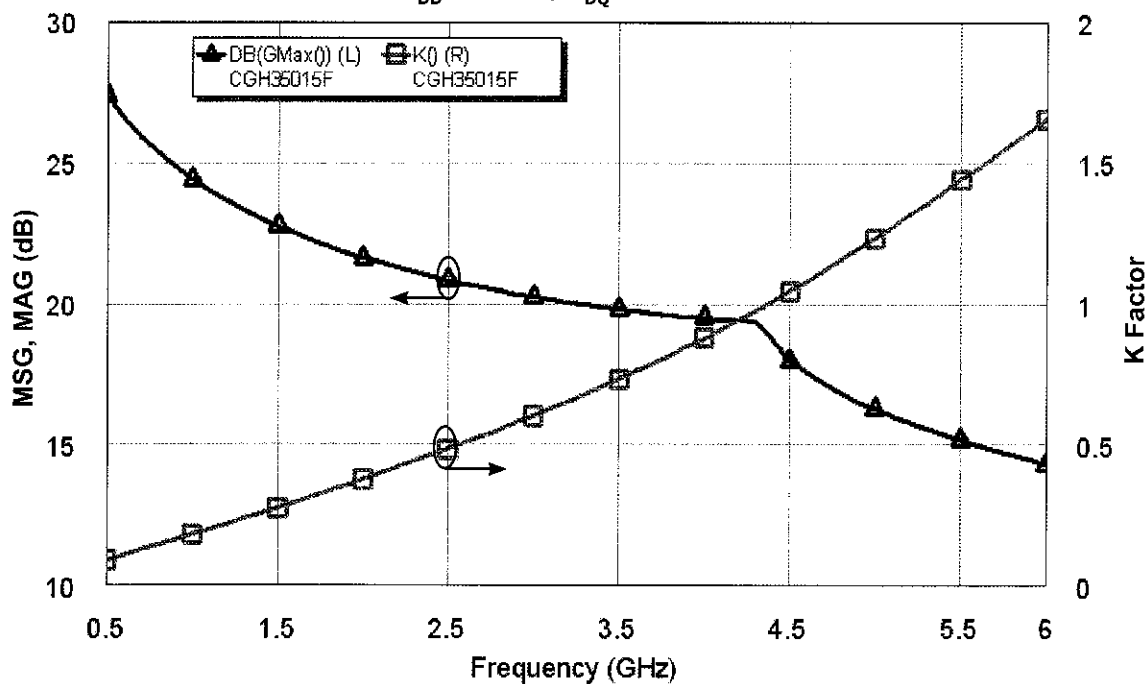
Under 802.16-2004 OFDM, 3.5 MHz Channel BW, 1/4 Cyclic Prefix, 64 QAM Modulated Burst, Symbol Length of 59, Coding Type RS-CC, Coding Rate Type 2/3.



## Typical WiMAX Performance

### Simulated Maximum Stable Gain, Maximum Available Gain and K Factor of the CGH35015

$V_{DD} = 28\text{ V}$ ,  $I_{DQ} = 100\text{ mA}$

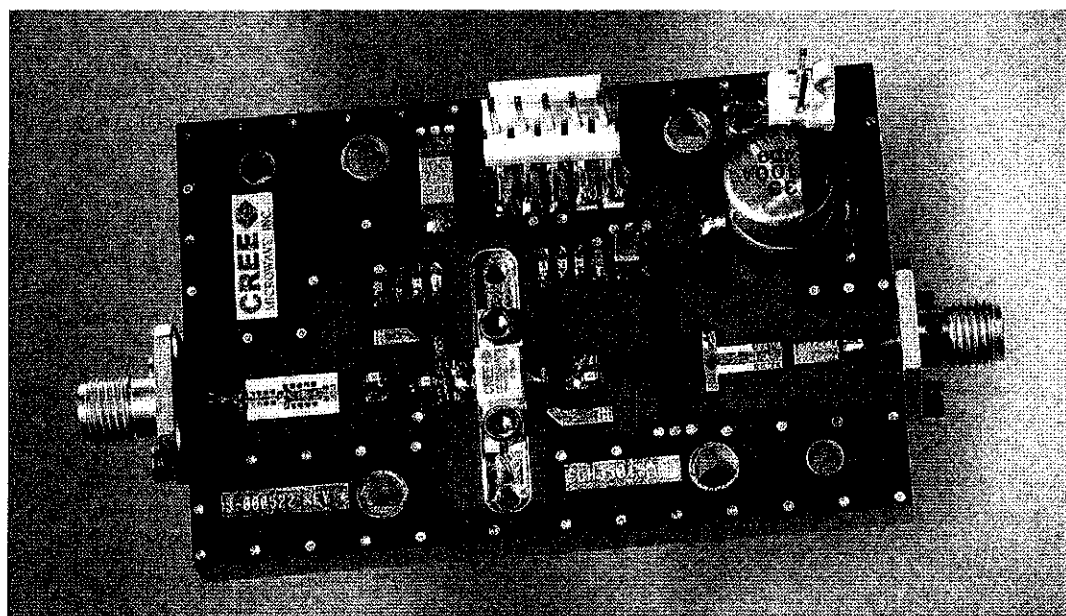




## CGH35015-TB Demonstration Amplifier Circuit Bill of Materials

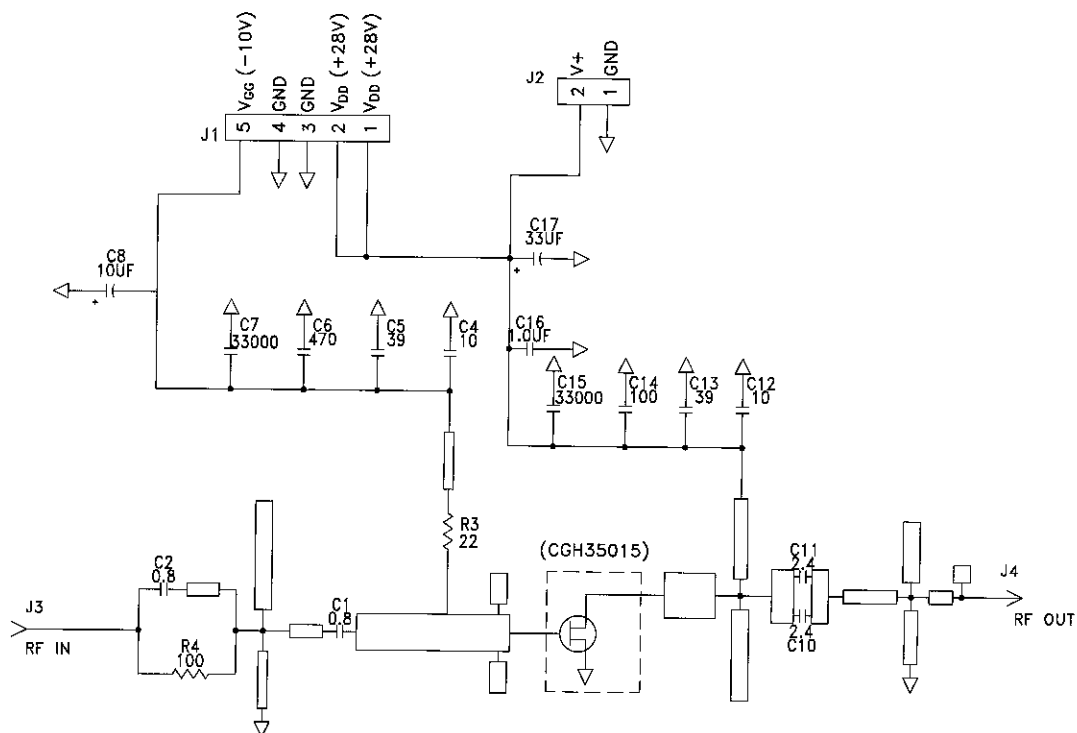
Designator	Description	Qty
C1	CAP, 0.7pF, +/-0.1 pF, 0603, ATC 600S	1
C10,C11	CAP, 2.4pF, +/-0.1pF, 0603, ATC 600S	2
C5,C13	CAP, 39 PF±5%, 0603, ATC 600S	2
C6	CAP, 470 PF ±10%, 100 V, 0603	1
C8	CAP, 10UF, 16V, SMT, TANTALUM (240096)	1
C17	CAP, 33UF, 100V, ELECT, FK, SMD	1
R3	RES, 1/16W, 0603, 47 Ohms ≤5%	1
J1	5-PIN, MOLEX, MALE, CONNECTOR	1
J3,J4	SMA, FEMALE, CONNECTOR	2
-	CGH35015F or CGH35015P	1

## CGH35015F-TB Demonstration Amplifier Circuit

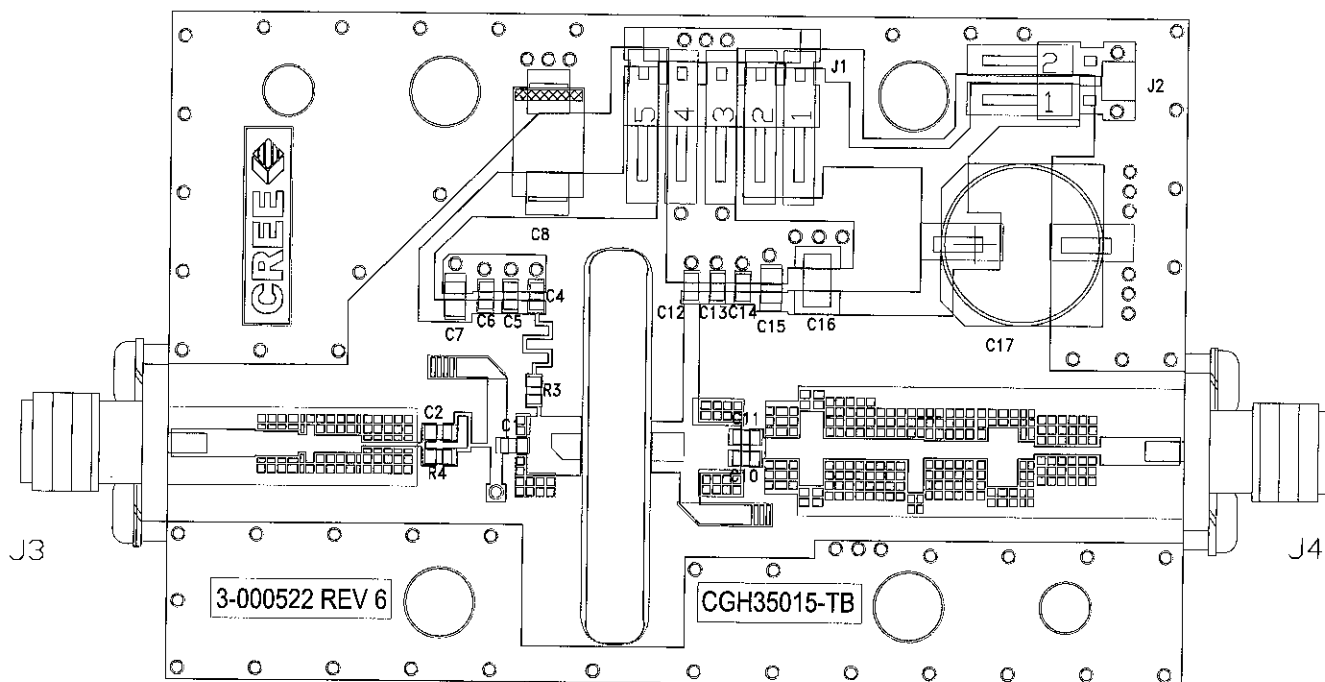




## CGH35015-TB Demonstration Amplifier Circuit Schematic



## CGH35015-TB Demonstration Amplifier Circuit Outline





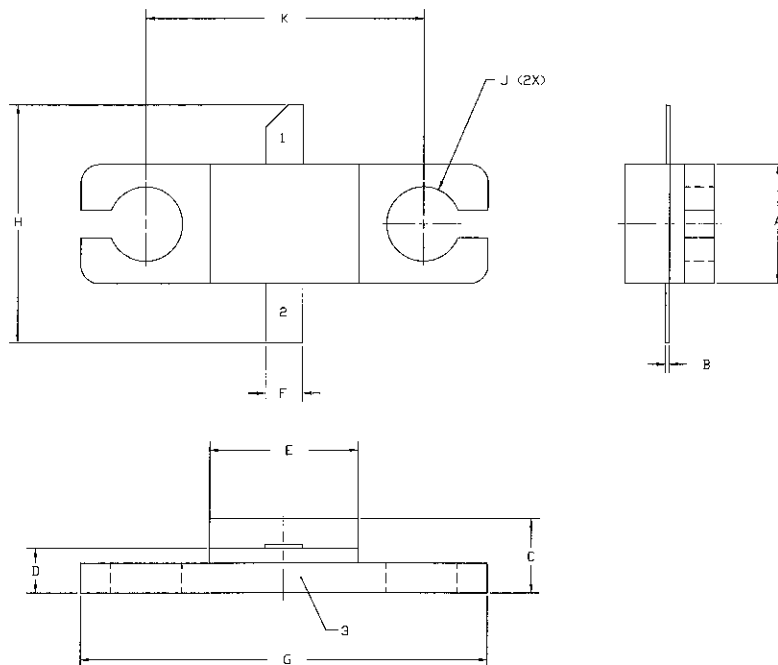
**Typical Package S-Parameters for CGH35015**  
(Small Signal,  $V_{DS} = 28\text{ V}$ ,  $I_{DQ} = 100\text{ mA}$ , angle in degrees)

Frequency	Mag S11	Ang S11	Mag S21	Ang S21	Mag S12	Ang S12	Mag S22	Ang S22
500 MHz	0.8934	-132.64	17.56	104.52	0.0321	17.50	0.387	-108.94
600 MHz	0.8873	-141.26	15.03	98.88	0.0329	12.46	0.372	-117.00
700 MHz	0.8834	-147.95	13.09	94.17	0.0334	8.36	0.362	-123.20
800 MHz	0.8807	-153.33	11.58	90.10	0.0337	4.89	0.357	-128.07
900 MHz	0.8789	-157.80	10.37	86.47	0.0338	1.87	0.355	-131.99
1.0 GHz	0.8777	-161.61	9.38	83.16	0.0339	-0.83	0.354	-135.19
1.1 GHz	0.8768	-164.92	8.56	80.08	0.0339	-3.28	0.355	-137.86
1.2 GHz	0.8762	-167.85	7.87	77.19	0.0339	-5.55	0.357	-140.14
1.3 GHz	0.8758	-170.49	7.28	74.45	0.0338	-7.67	0.360	-142.12
1.4 GHz	0.8756	-172.90	6.77	71.82	0.0337	-9.66	0.364	-143.86
1.5 GHz	0.8755	-175.13	6.33	69.28	0.0336	-11.56	0.368	-145.43
1.6 GHz	0.8754	-177.21	5.94	66.82	0.0335	-13.38	0.372	-146.86
1.7 GHz	0.8755	-179.16	5.59	64.42	0.0333	-15.12	0.377	-148.19
1.8 GHz	0.8756	-178.98	5.28	62.08	0.0331	-16.81	0.382	-149.44
1.9 GHz	0.8757	-177.21	5.01	59.79	0.0329	-18.43	0.387	-150.63
2.0 GHz	0.8759	-175.50	4.76	57.53	0.0327	-20.01	0.393	-151.78
2.1 GHz	0.8761	-173.86	4.53	55.31	0.0325	-21.55	0.398	-152.90
2.2 GHz	0.8763	-172.26	4.33	53.12	0.0323	-23.04	0.404	-154.00
2.3 GHz	0.8766	-170.70	4.14	50.95	0.0321	-24.50	0.410	-155.08
2.4 GHz	0.8768	-169.17	3.97	48.82	0.0318	-25.92	0.416	-156.15
2.5 GHz	0.8771	-167.67	3.81	46.70	0.0316	-27.31	0.421	-157.22
2.6 GHz	0.8774	-166.19	3.67	44.60	0.0313	-28.67	0.427	-158.29
2.7 GHz	0.8777	-164.73	3.53	42.52	0.0310	-29.99	0.433	-159.36
2.8 GHz	0.8780	-163.28	3.41	40.45	0.0308	-31.29	0.439	-160.44
2.9 GHz	0.8782	-161.85	3.29	38.39	0.0305	-32.56	0.444	-161.52
3.0 GHz	0.8785	-160.41	3.18	36.35	0.0302	-33.80	0.450	-162.61
3.2 GHz	0.8790	-157.56	2.99	32.29	0.0296	-36.19	0.461	-164.83
3.4 GHz	0.8795	-154.71	2.82	28.27	0.0290	-38.48	0.471	-167.09
3.6 GHz	0.8799	-151.84	2.67	24.27	0.0284	-40.66	0.481	-169.40
3.8 GHz	0.8803	-148.94	2.54	20.28	0.0278	-42.72	0.490	-171.76
4.0 GHz	0.8806	-146.00	2.42	16.29	0.0271	-44.66	0.499	-174.19
4.2 GHz	0.8808	-143.00	2.31	12.31	0.0265	-46.48	0.507	-176.67
4.4 GHz	0.8809	-139.93	2.22	8.32	0.0259	-48.17	0.514	-179.22
4.6 GHz	0.8810	-136.79	2.13	4.30	0.0253	-49.73	0.521	-178.16
4.8 GHz	0.8809	-133.56	2.06	0.27	0.0246	-51.13	0.527	-175.47
5.0 GHz	0.8808	-130.23	1.99	-3.80	0.0240	-52.38	0.533	-172.70
5.2 GHz	0.8806	-126.80	1.93	-7.91	0.0235	-53.47	0.537	-169.85
5.4 GHz	0.8804	-123.26	1.87	-12.07	0.0229	-54.37	0.542	-166.90
5.6 GHz	0.8801	-119.60	1.82	-16.28	0.0224	-55.09	0.545	-163.86
5.8 GHz	0.8797	-115.81	1.77	-20.56	0.0220	-55.62	0.548	-160.71
6.0 GHz	0.8793	-111.87	1.73	-24.91	0.0216	-55.96	0.550	-157.44

Download this s-parameter file in ".s2p" format at [http://www.cree.com/products/wireless\\_s-parameters.asp](http://www.cree.com/products/wireless_s-parameters.asp)



## Product Dimensions CGH35015F (Package Type — 440166)



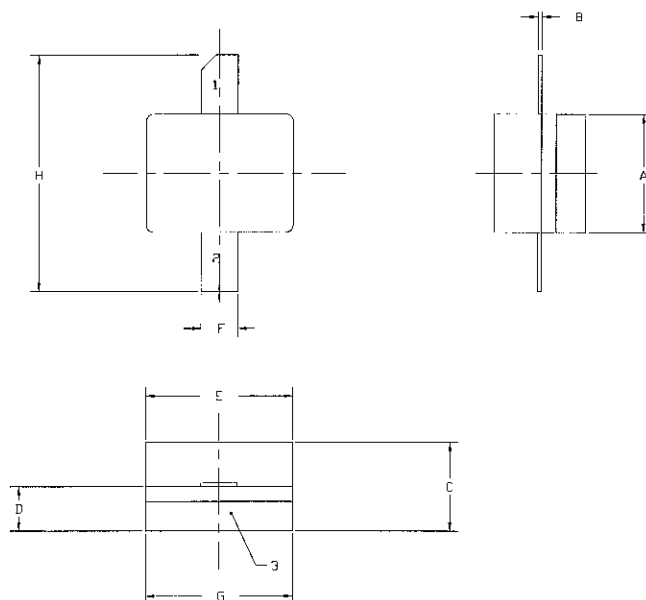
### NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. ADHESIVE FROM LID MAY EXTEND A MAXIMUM OF 0.020" BEYOND EDGE OF LID.
4. LID MAY BE MISALIGNED TO THE BODY OF THE PACKAGE BY A MAXIMUM OF 0.008" IN ANY DIRECTION.
5. ALL PLATED SURFACES ARE Ni/AU.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.155	0.165	3.94	4.19
B	0.004	0.006	0.10	0.15
C	0.115	0.135	2.92	3.43
D	0.057	0.067	1.45	1.70
E	0.195	0.205	4.95	5.21
F	0.045	0.055	1.14	1.40
G	0.545	0.555	13.84	14.09
H	0.280	0.360	7.87	8.38
J	Ø .100		2.54	
K	0.375		9.53	

PIN 1: GATE  
PIN 2: DRAIN  
PIN 3: SOURCE

## Product Dimensions CGH35015P (Package Type — 440196)



### NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. ADHESIVE FROM LID MAY EXTEND A MAXIMUM OF 0.020" BEYOND EDGE OF LID.
4. LID MAY BE MISALIGNED TO THE BODY OF THE PACKAGE BY A MAXIMUM OF 0.008" IN ANY DIRECTION.
5. ALL PLATED SURFACES ARE Ni/AU.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.155	0.165	3.94	4.19
B	0.003	0.006	0.10	0.15
C	0.115	0.135	2.92	3.17
D	0.057	0.067	1.45	1.70
E	0.195	0.205	4.95	5.21
F	0.045	0.055	1.14	1.40
G	0.195	0.205	4.95	5.21
H	0.280	0.360	7.112	9.114

PIN 1: GATE  
PIN 2: DRAIN  
PIN 3: SOURCE





## Disclaimer

---

Specifications are subject to change without notice. Cree, Inc. believes the information contained within this data sheet to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Cree for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Cree. Cree makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose. "Typical" parameters are the average values expected by Cree in large quantities and are provided for information purposes only. These values can and do vary in different applications and actual performance can vary over time. All operating parameters should be validated by customer's technical experts for each application. Cree products are not designed, intended or authorized for use as components in applications intended for surgical implant into the body or to support or sustain life, in applications in which the failure of the Cree product could result in personal injury or death or in applications for planning, construction, maintenance or direct operation of a nuclear facility.

For more information, please contact:

Cree, Inc.  
4600 Silicon Drive  
Durham, NC 27703  
[www.cree.com/wireless](http://www.cree.com/wireless)

Ryan Baker  
Marketing  
Cree, Wireless Devices  
919.287.7816

Tom Dekker  
Sales Director  
Cree, Wireless Devices  
919.313.5639